

RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer

Augustus 2016

Met in dit nummer:

- Bandfilter experimenten (B)
- Ervaringen met de KVE60C
- Opa Vonk - Baluns
- Marker generator
- Afdelingsnieuws

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg PA3CNO pa3cno@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

Hoogzomer, zelfs het aantal contesten is tot een minimum gereduceerd, dus kan er ook in het weekend weer eens fatsoenlijk een verbinding gemaakt worden. Ware het niet dat de condities het de laatste dagen nogal laten afweten. Hoe dan ook, de vele vakantienetjes zijn weer in de lucht (waaronder ons eigen net) en de shack is bij tijd en wijle niet de meest koele plek in huis om te vertoeven. Desondanks wordt er nog steeds druk geëxperimenteerd, maar meer daarover in het volgende nummer van de RAZzies. Deze maand een verslag van de eerste reeks experimenten, onderdeel van een veel groter project. Het gaat hier om bandfilters voor zowel zenden als ontvangen. Doorgaans hebben bandfilters teveel verlies voor een zender, zeker als de flanken een beetje steil moeten zijn. Er zijn een aantal concepten geprobeerd en de resultaten daarvan lees je in deze uitgave. Omdat het mijn bedoeling is om het totale project straks tweetalig te publiceren, heb ik dat met het artikel over de filters ook maar vast gedaan. Zoals ik eerder schreef waren de reacties op het tweetalig publiceren wisselend, maar de hits van Google Translate laten zien dat er in het buitenland toch wel belangstelling is voor het blad. Zo kwam ik op een Spaanse site een link tegen naar de publicatie van de Sweeperino. Dus zo nu en dan zal je tweetalige artikelen aantreffen. Voor nu: veel leesplezier!

Bandfilter experimenten

Elke eindtrap moet voorzien zijn van filters om de hogere harmonischen uit te filteren en zo te voldoen aan de machtigingsvoorwaarden. In de regel zijn dat laagdoorlaatfilters, want onder de zendfrequentie valt niets te filteren. Bij de opbouw van direct conversie ontvangers zie je dat deze vaak aan de ingang een extra bandfilter hebben, zodat je ook de ongewenste signalen onder de gebruikte band uit de ontvanger houdt. Dit is vooral noodzakelijk bij direct conversie ontvangers met de NE602 aan de ingang, omdat het 3e orde intercept punt van deze chip beroerd is. Teveel signaal aan de ingang geeft dan al gauw problemen, dus dat moet je

Band filter experiments

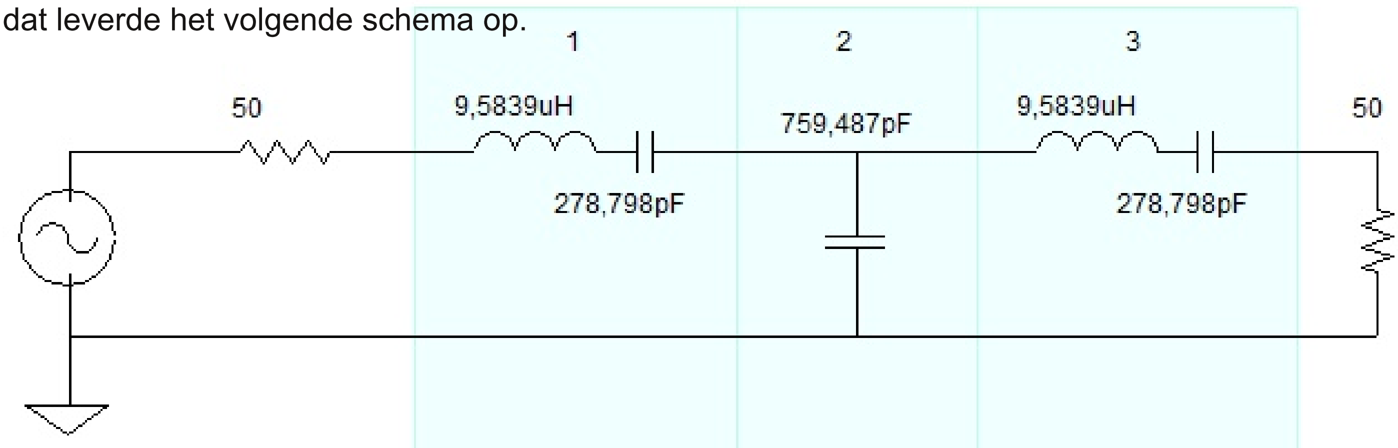
Every final amplifier needs filters to get rid of the higher harmonics and to comply with federal rules. Usually, those filters are low pass filters, because there is nothing to filter below the transmitting frequency. Looking at the design of direct conversion receivers, you will often notice that there is an additional band pass filter at the input of the receiver, to filter out unwanted signals below the working frequency. This is particularly necessary in direct conversion receivers using the NE602 at the input, because the third order intercept point of this chip is really bad. Too much signal at the input of this chip will create problems for sure, so you must prevent this as much as

zoveel mogelijk voorkomen. Het probleem is alleen dat als je een multiband-DC ontvanger wilt bouwen, je niet alleen het laagdoorlaatfilter maar ook het bandfilter moet omschakelen. Ik vroeg me dus af of het niet mogelijk was om een bandfilter te maken dat ik zowel voor de zender kon gebruiken als voor de ontvanger. Daarbij is het grootste probleem de verliezen in zo'n filter. Dat vertaalt zich onmiddellijk in minder Watts in de antenne. En verder was ik niet van plan om fysiek grote onderdelen zoals dikke ringkernen en condensatoren met kiloVolt specificaties toe te passen, omdat ik niet kwijt kon in het kastje dat ik voor ogen had.

Op zoek naar een geschikte topologie experi-menteerde ik met het programma Elsie, dat vrij op internet verkrijgbaar is en het ontwerpen van filters een eenvoudige zaak maakt. Ik koos daar voor een "Mesh Capacitor coupled Band Pass filter". Voor de "orde" van het filter koos ik 2. Meestal is "orde" het aantal frequentiebepalende componenten in een filter, dus spoelen en condensatoren, maar in dit geval is het het aantal filtersegmenten, waarbij een segment gevormd wordt door een seriekring met een condensator en een spoel. De opeenvolgende segmenten krijgen dan een condensator naar massa. Ik begon met het berekenen van een 80m filter met een centerfrequentie van 3600kHz en een bandbreedte van 700kHz, en dat leverde het volgende schema op.

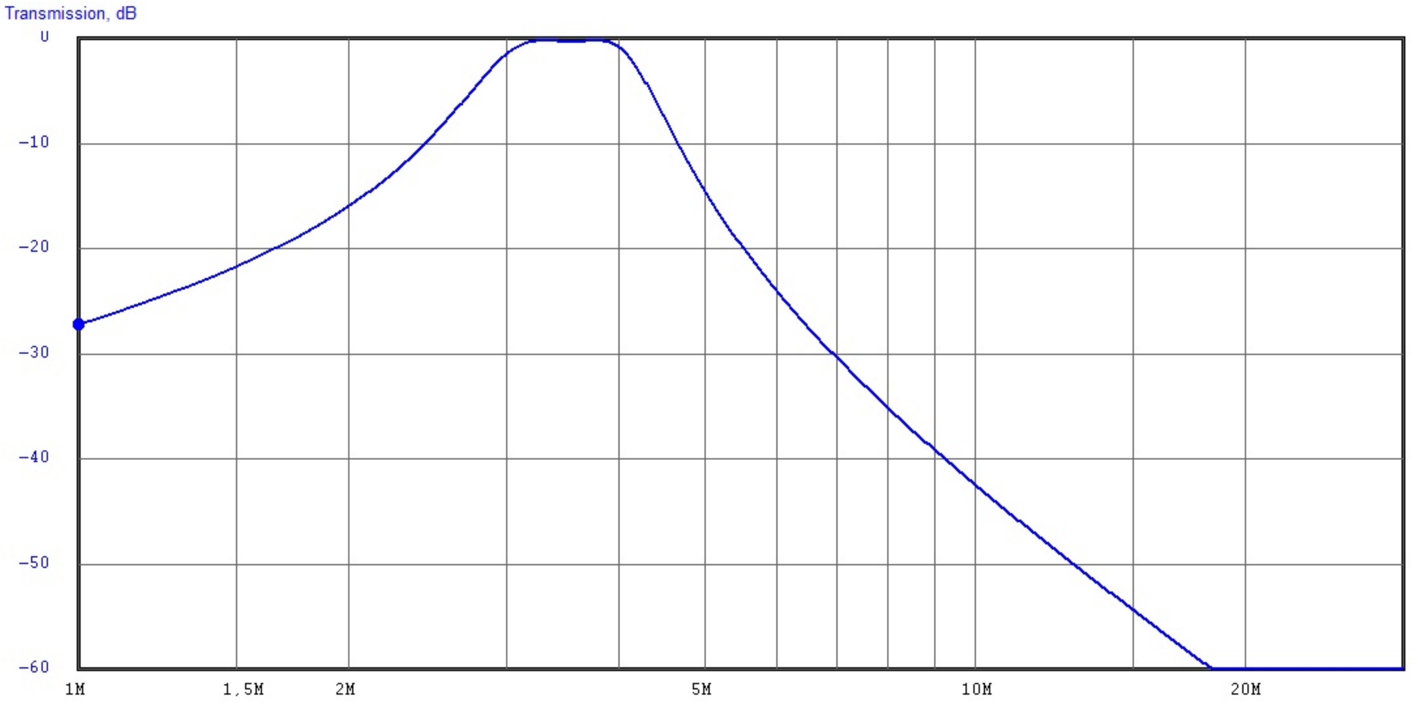
possible. The only problem is, that if you want to build a multi-band direct conversion transceiver, you do not only have to switch the low pass filter, but also the band pass filter when changing bands. So I wondered if it would be possible to design a band pass filter that can be used for both transmitting and receiving. The biggest issue is the loss in such a filter. That immediately results in less Watts into the antenna. Furthermore I had no intention of using bulky parts like large ring cores or capacitors with kiloVolts specifications, because they are not going to fit into the housing I had in mind for this project.

Looking for a suitable filter topology, I experimented with a program called Elsie, which can be found on the internet for free and makes designing a filter a piece of cake. I chose the "Mesh Capacitor coupled Band Pass filter" topology. For the filter "order" I selected 2. Usually "order" is the number of components that affect frequency, like coils and capacitors, but in this case it equals the number of filter segments, where a segment consists of a capacitor and an inductor in serial resonance. Consecutive segments have a capacitor to ground. I started designing a 80m filter with a center frequency of 3600kHz and a bandwidth of 700kHz, resulting in the following schematic diagram.



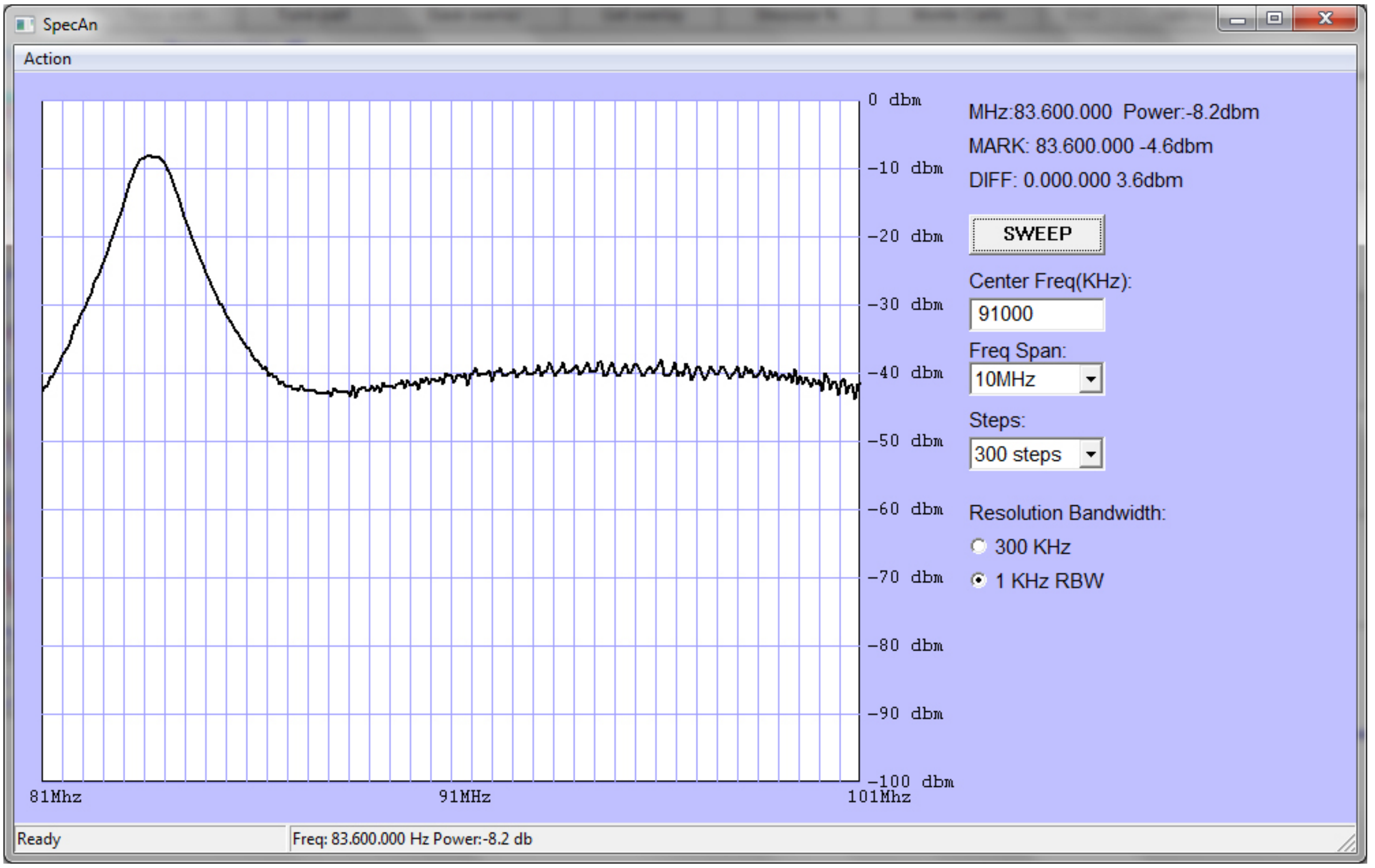
Voor de condensatoren in de seriekring nam ik 270pF, en de condensator van 759pF werd samengesteld middels een parallelschakeling van 680pF en 82pF. Dat maakt 762pF en dat is dicht genoeg bij 759pF (binnen 0,5%).

I selected 270pF capacitors for the serial resonance circuit, and the 759pF capacitor was made with two capacitors of 680pF and 82pF in parallel. That makes 762pF and that is close enough to 759pF (within 0.5%).



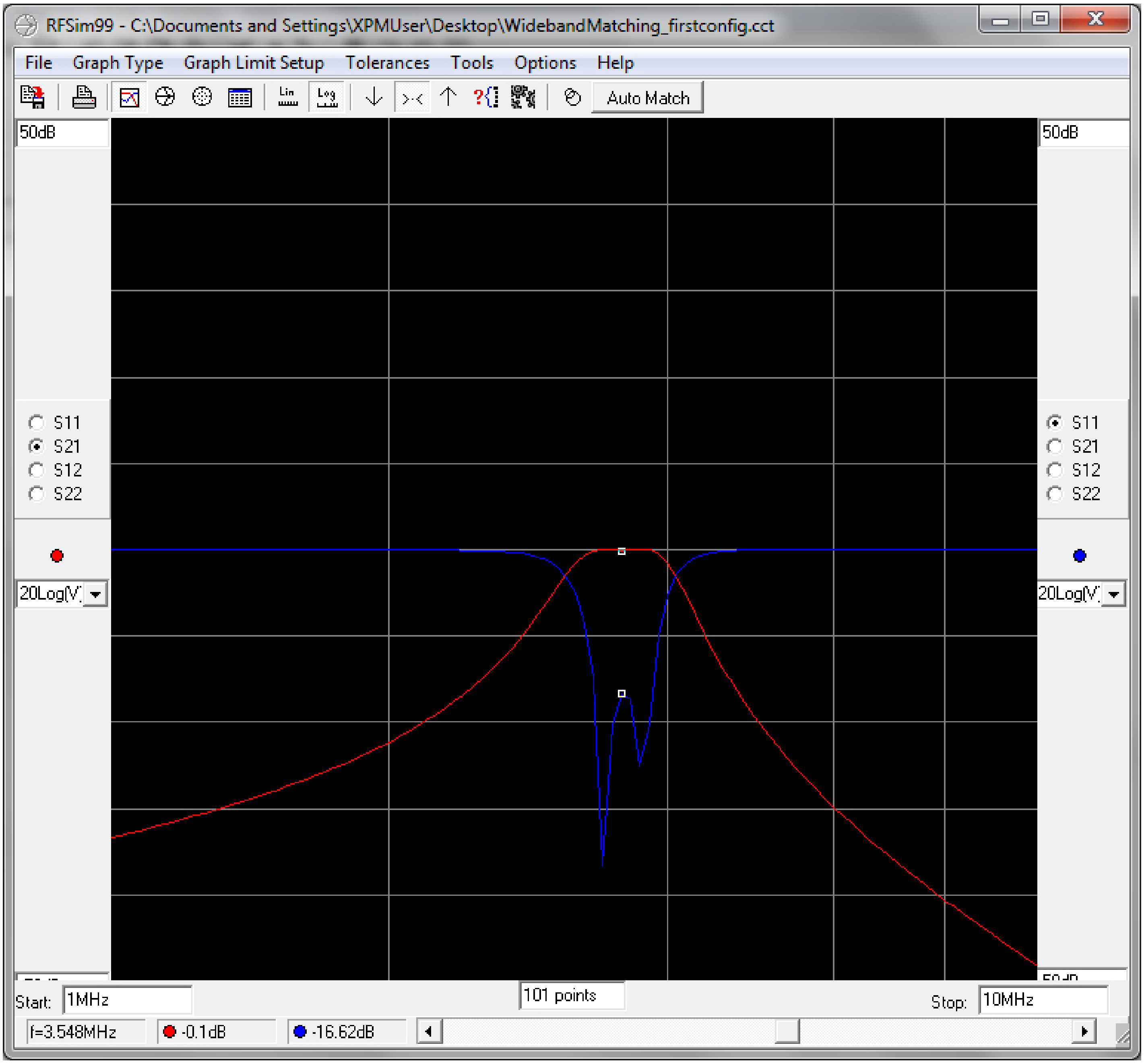
De berekende response van het filter ziet er dan uit als in bovenstaand plaatje. Slechts 0,28dB doorlaat-demping, en dat vond ik acceptabel. Het filter volgens schema gebouwd, en vervolgens gemeten met mijn Sweeperino. En dat gaf onderstaand resultaat. 3,6dB demping! Dat betekent meer dan de helft van het vermogen weg in het filter! Dat is wel héél veel.

The calculated filter response is shown in the picture above. Only 0.28dB insertion loss and I considered that acceptable. So I built the filter as designed, and measured the real life result with my Sweeperino, see the picture below. The actual insertion loss was 3.6dB! That means that more than half of the power gets lost in the filter. And that is really very much.



Misschien had Elsie het fout. Dus modelleerde ik het filter in RFSim99, een programma waarmee je schakelingen kunt doorrekenen. De response van RFSim99 was nagenoeg gelijk aan Elsie, zie onderstaand plaatje. Slechts 0,1dB demping, dus aan de berekening lag het niet. Ik had voor de spoelen T50-2 kernen gebruikt. Dan moeten er 44 windingen op de kern. Misschien was dat een probleem? Dus getest met FT50-43 kernen. Dan hoeven er maar 5 windingen op, maar het resultaat was hetzelfde. Wat ik ook probeerde, ik kreeg het filter niet goed. Het vergroten van de bandbreedte scheelde wel iets in de demping, maar het kwam bij lange na niet in de buurt van de beloofde 0,28dB.

Maybe Elsie was wrong. So I modelled the filter in RFSim99, a program that is used to simulate RF circuits. The results of RFSim99 where almost the same as those from Elsie, see the picture below. Only 0.1dB insertion loss, so the calculations were right. I used T50-2 cores for the inductors. 9,5uH requires 44 turns on a T50-2. Maybe that was the problem? So I tested with FT50-43 cores, and they require only 5 turns for 9.5uH. But the result remained the same. No matter what I tried, the filter just did not work as expected. I even recalculated the filter for a larger bandwidth, which reduced the loss a bit, but it never came close to the promised 0.28dB insertion loss.

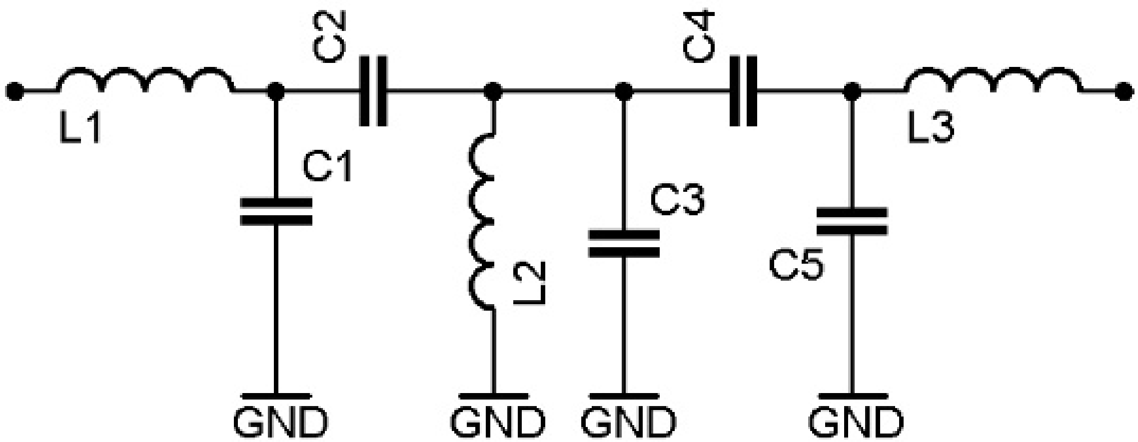


Opmerking bij de Sweeperino response: houd hierbij in het achterhoofd dat ik intern mix met 80MHz. Zie ook de beschrijving van de Sweeperino in het juninummer van de RAZzies. Je moet dus 80MHz van de frequentieschaal langs de X-as aftrekken.

A note regarding the Sweeperino response: Keep in mind that internally I mix with 80MHz. See also the description of my Sweeperino in the June issue of our RAZzies magazine. You have to substract 80MHz from the X-axis frequency scale to get the actual frequency.

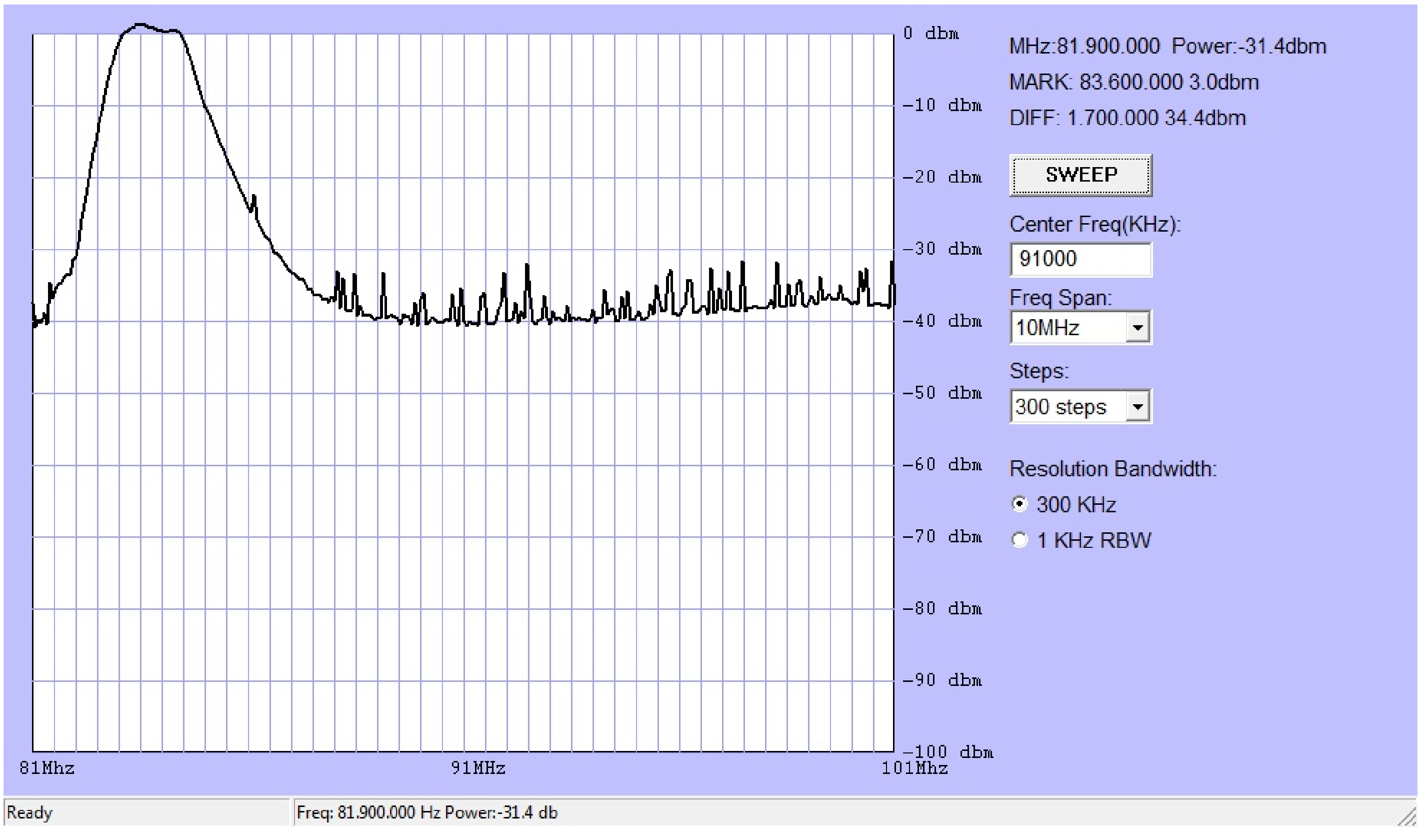
Dit ontwerp leek het niet te gaan worden. Dus verder gezocht op internet, en uiteindelijk liep ik tegen de ontwerpen van YU1LM aan. Hij beschreef een reeks bandfilters van 160-6m met als bijzonderheid dat alle drie de zelfinducties in het filter dezelfde waarde hebben. Daarbij kwamen die waarden ook nog eens lager uit dan bij de Mesh filters, waardoor minder windingen op de kernen nodig waren. En volgens spedificaties was de doorlaatdemping in de orde van 0,3dB. Alleszins de moeite waard om hier eens mee te experimenteren. Ik begon weer met het 80m bandfilter, en keek met de Sweeperino hoe dit filter zich gedroeg.

So it appears that this design is not going to work. Googling for alternatives, I ran into the filter designs of YU1LM. He descibes a range of band pass filters from 160m - 6m with as special feature that all three inductors in the filter are of the same value. Additionally, those values were significantly lower than those in the Mesh filters for the same band, which means less turns on the cores. And, according to the specifications, the insertion loss was in the order of 0.3dB. This was worth experimenting. I built the 80m band pass filter as a start, and again used the Sweeperino to see what the filter response looked like.



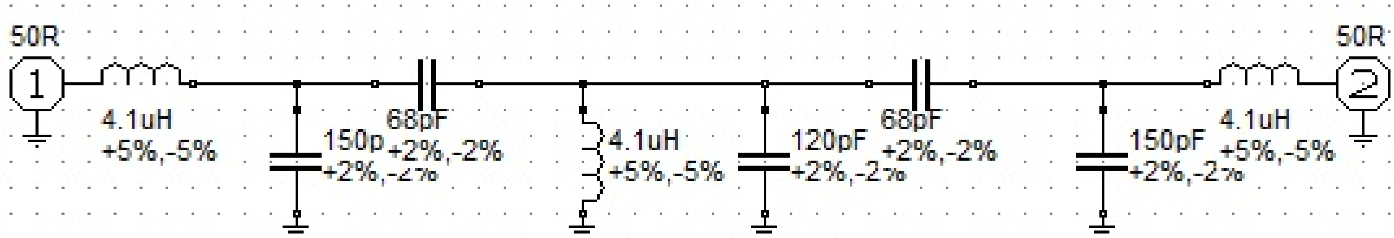
HF/50MHZ band-pass filter ver3 YU1LM

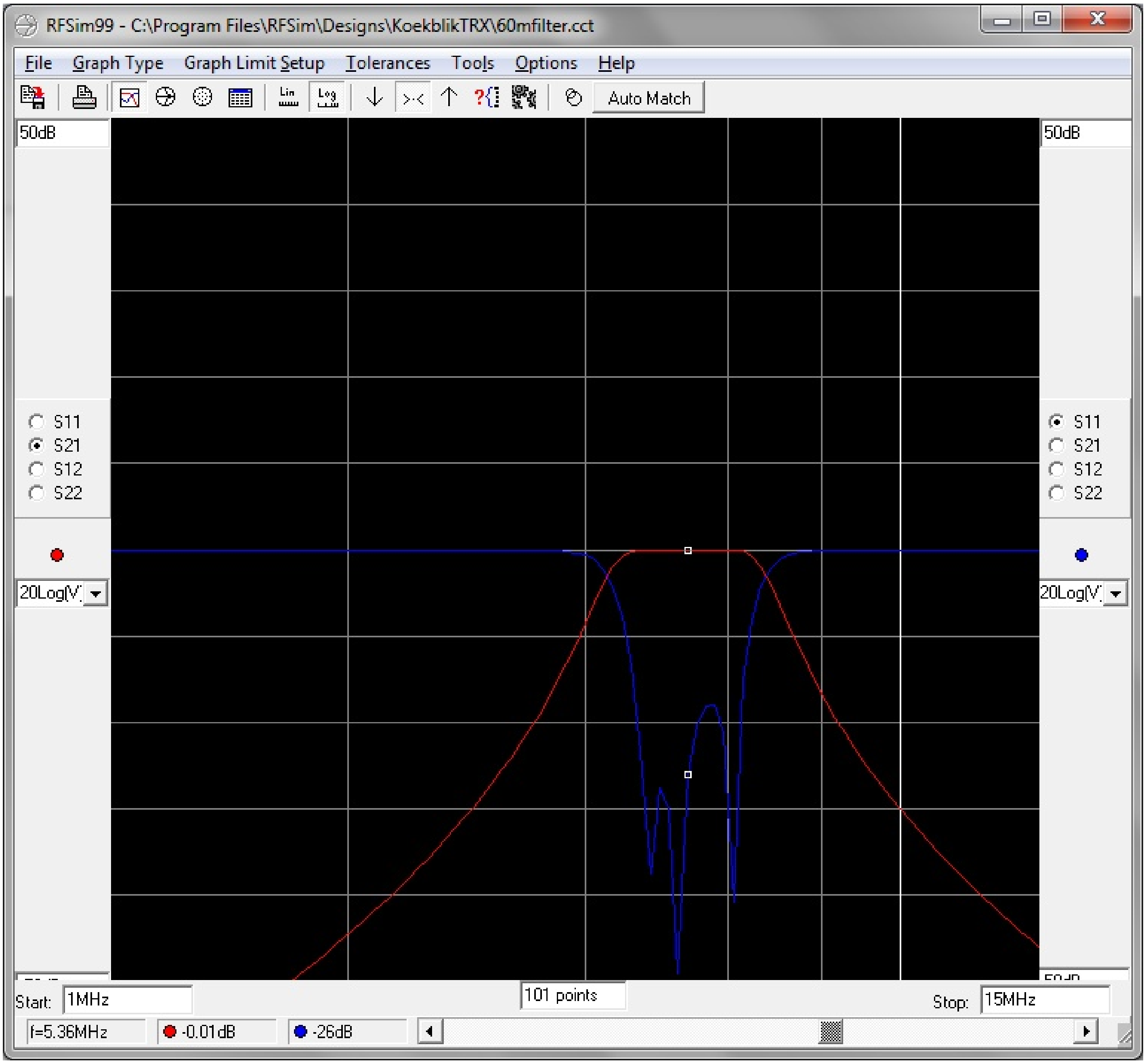
OPSEG	L1,L2,L3	C2,C4	C1,C5	C3
1.8 MHz	10uH	220 pF	470 pF	390 pF
3.5 MHz	5.6 uH	100 pF	220 pF	180 pF
7 MHz	3.3 uH	47 pF	120 pF	100 pF
10.1 MHz	2.2 uH	33 pF	82 pF	68 pF
14 MHz	1.5 uH	18 pF	56 pF	47 pF
18-21 MHz	0,82 uH	27 pF	47 pF	39 pF
24-30 MHz	0.68 uH	18 pF	33 pF	27 pF
50 MHz	0.39 uH	8.2 pF	18 pF	15 pF



In de screenprint is de verzwakking bij het resonantiepunt niet meegenomen, maar de top is gecalibreerd op +3dBm. De uiteindelijke verzwakking leek in eerste instantie rond de 1,3dB uit te komen. Niet wat beloofd was, maar nog altijd beter dan de 3,6dB demping van het Mesh filter. 1,3dB kan ik op 80m wel missen. Maar wat doen de andere banden? Ik had filters nodig voor 80m, 60m, 40m, 30m en 20m. Zoals je kunt zien, had YU1LM niet voorzien in de waarden voor een 60m filter. Maar ik had ook geen formule waarmee ik zo'n filter kon berekenen. Ook hier bracht RFSim99 uitkomst: ik interpoleerde wat waarden tussen het 80m en 40m filter, en na wat spelen met de condensatoren en spoelen kwam daar onderstaand schema uit. Ook hier weer alle spoelwaarden hetzelfde, en ook de rest van de opzet is gelijk aan de andere filters. Het berekende resultaat en het gemeten resultaat zie je op de volgende pagina.

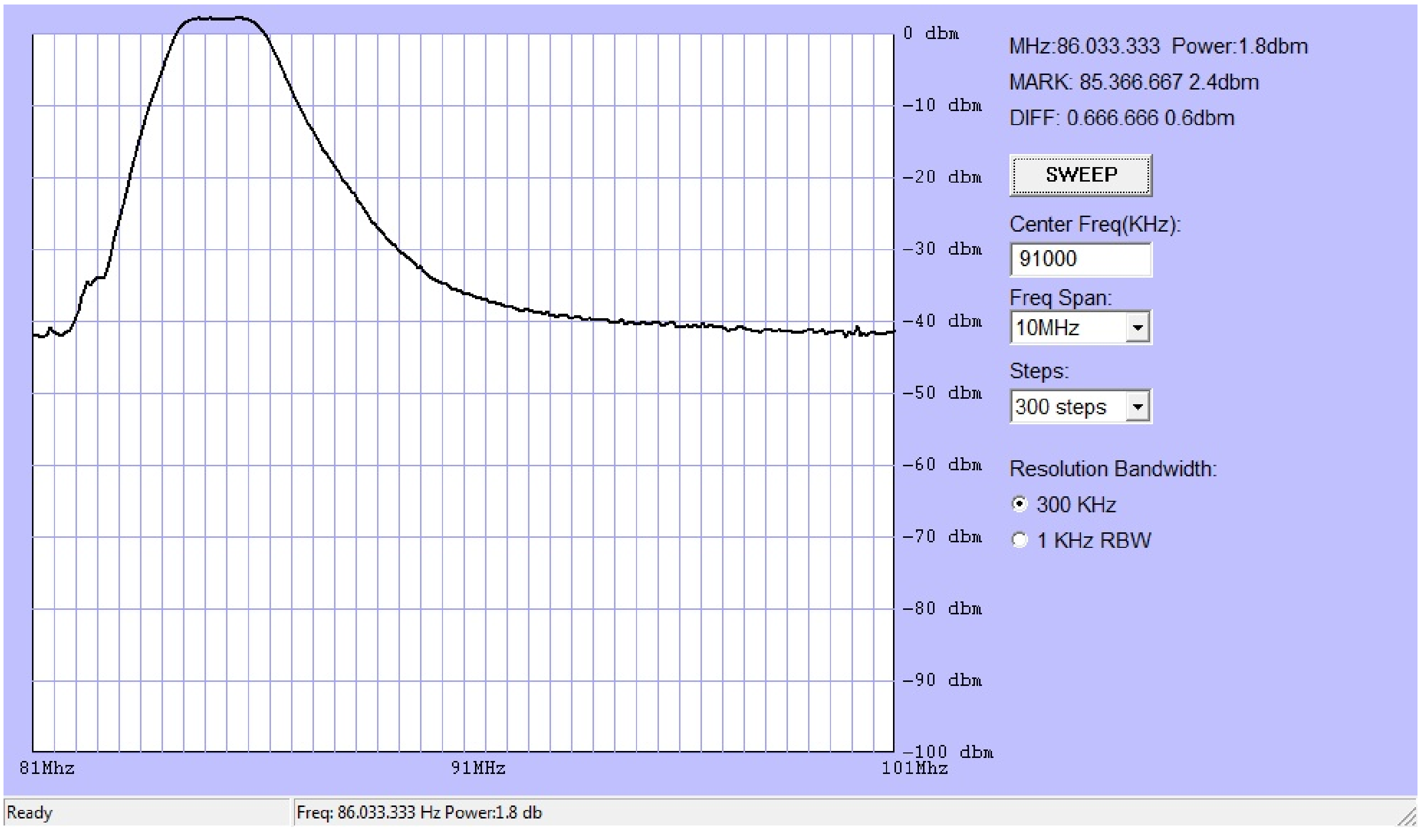
The screendump does not show the attenuation at the calculated center frequency, but the zero measurement was calibrated at +3dBm. The actual attenuation appeared to be somewhere arount 1.3dB. Not the promised 0.3dB, but still much better than the 3.6dB attenuation of the Mesh filter. 1.3dB at 80m is something I can live with. But what about the other bands? I needed filters for 80m, 60m, 40m, 30m and 20m. As you can see, YU1LM did not specify values for a 60m band pass filter. And I did not have a formula that could be used to calculate such a filter. Again, RFSim99 was a big help. I picked some values between the values of the 80m and the 40m filter, and after some fiddling with the capacitors and inductors, the result was as you can see in the schematic diagram below. The setup is the same as the other filters: identical values for the three inductors. The calulated and measured results are shown on the next page.





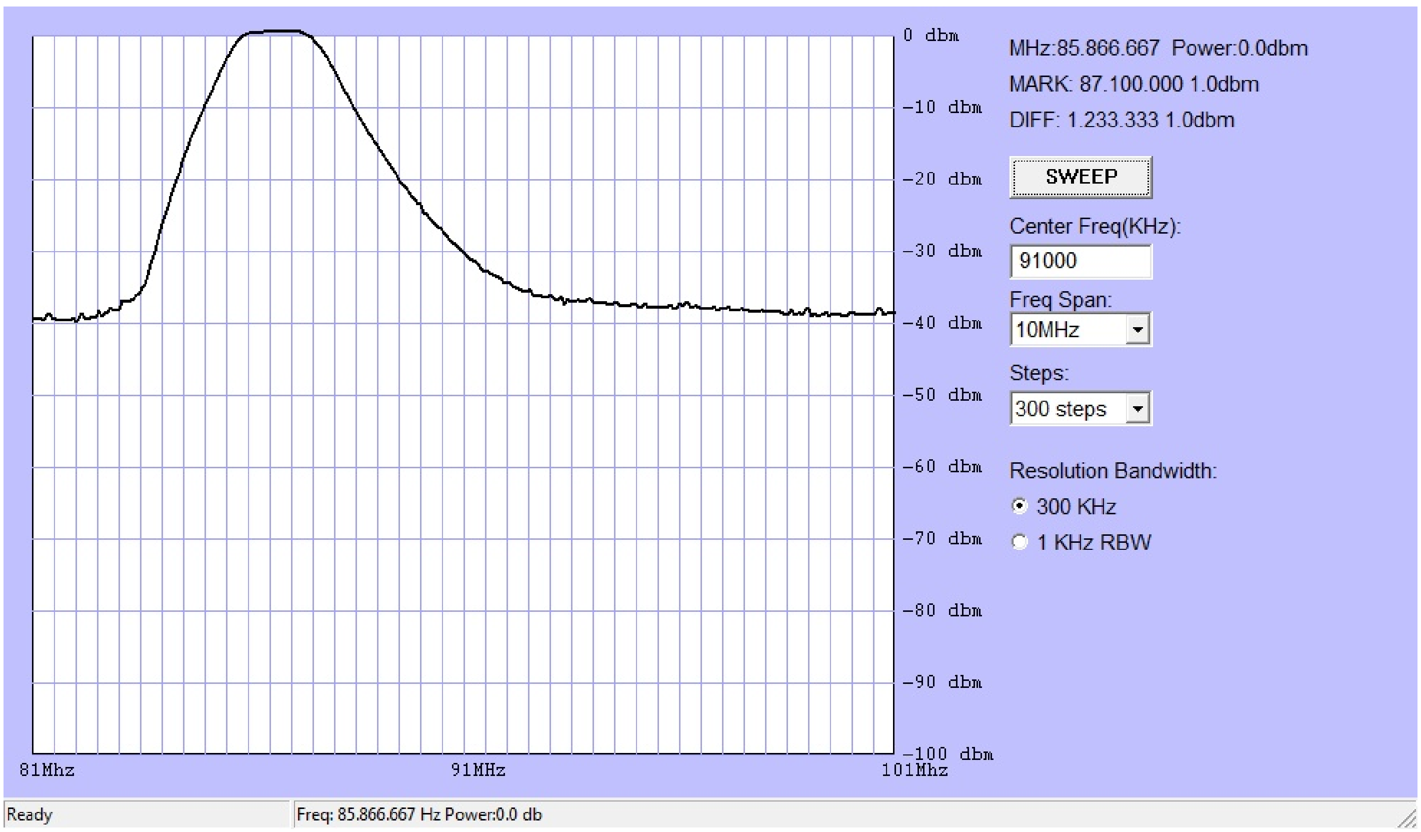
Filter response zoals berekend met RFSim99. De center frequentie komt uit op 5,36MHz en dat ligt aardig in de 100kHz brede band zoals we die nu in Nederland mogen gebruiken.

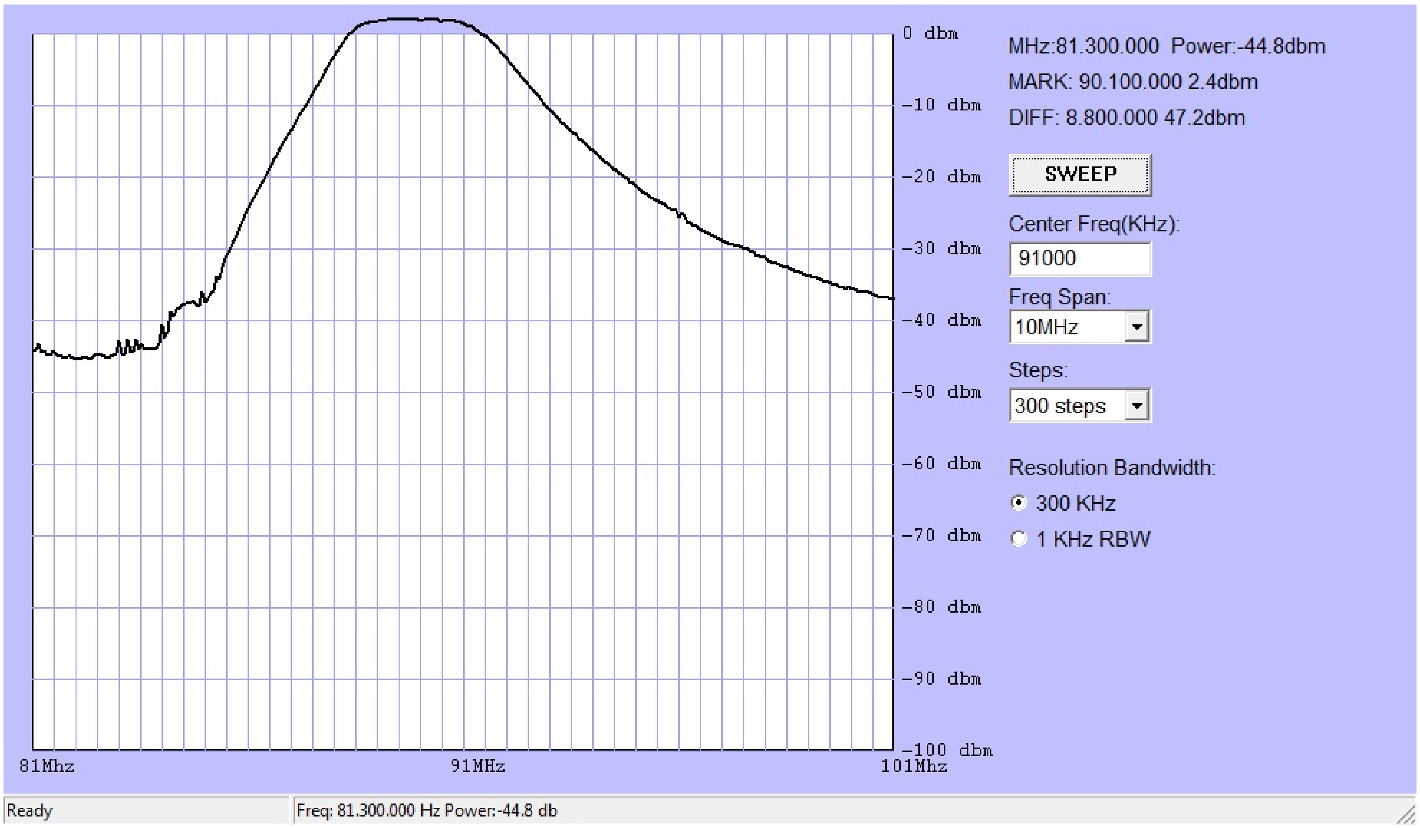
Filter response as calculated with RFSim99. The center frequency is about 5.36MHz and that is pretty much within the 100kHz allowed bandwidth in the Netherlands.



Hier kloppen de DIFF waarden wel, wat betekent dat de gemeten verzwakking 0,6dB is. En dat is heel acceptabel. Dus ook 40m gemaakt, en dat leverde onderstraand resultaat op. Volgens de meting 1dB bij 5,866MHz, en dat was 0,8dB bij 7MHz. Ook prima voor mij.

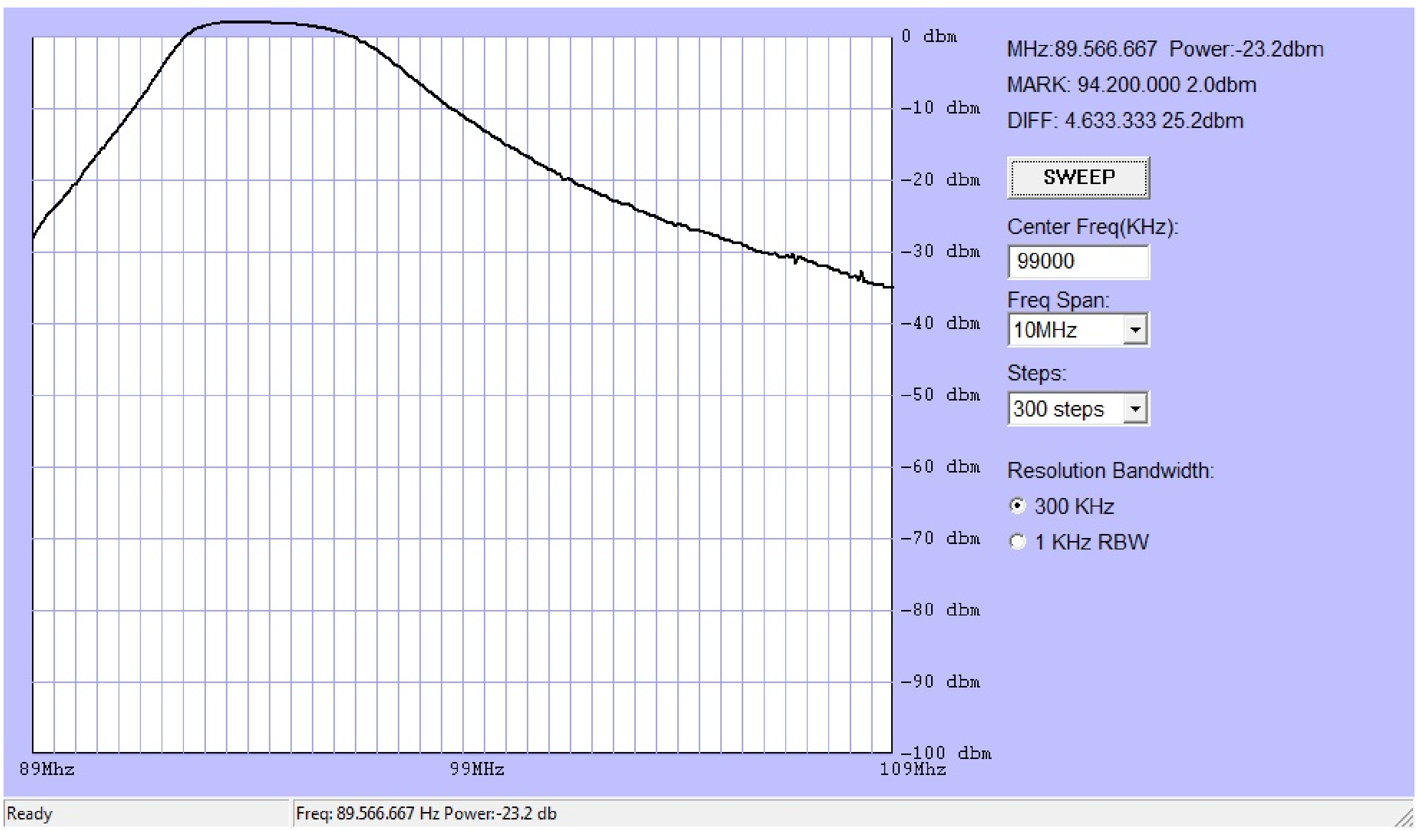
The DIFF values in this picture are correct, which means that the measured loss is 0.6dB; quite acceptable. So I went on constructing the 40m filter, with the result shown below. At 5.866 the attenuation was 1dB, and 0.8dB at 7MHz. Good enough for me.





Hierboven zie je het 30m filter, en hieronder het 20m filter. Ik zie twee veranderingen naarmate de frequentie hoger wordt: de absolute bandbreedte van de filters neemt toe met de frequentie, en de rechter flank van het filter neemt af. Nou zit de meeste rotzooi altijd

In the picture above you see the 30m filter response, and below the 20m filter. I noticed two changes with increasing frequency: the absolute bandwidth of the filter increases with frequency, and the right slope of the filter decreases. Usually, most of the strong signals are in the



onderin het HF spectrum, maar het is wel iets om rekening mee te houden. Het -20dB punt ligt bij het 20m filter pas bij 21MHz en het -30dB punt bij 25MHz. De onderdrukking van de tweede harmonische is ca. 36dB en dat is genoeg om aan de machtigingsvoorwaarden te voldoen (mits de tweede harmonische tenminste 4dB onder de draaggolf ligt).

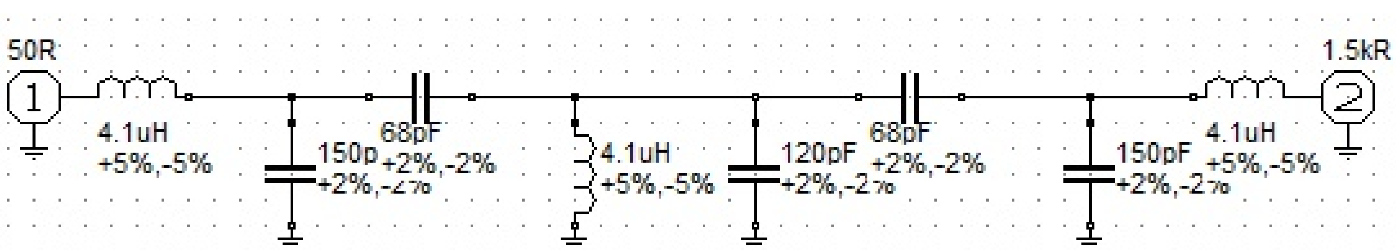
Ik heb nooit achterhaald waarom die Mesh filters niet werkten. De noodzaak was er niet, omdat de filters van YU1LM deden wat ze moesten doen. Voor alle kernen gebruikte ik T50-2 typen. Sommigen claimen dat je vanaf 7MHz beter T50-6 kunt gebruiken, maar zoals de grafieken laten zien doen deze kernen het uitstekend. Bij 0,6dB doorlaatdemping hou ik 4,35 van de 5W over. En zelfs bij 1dB blijft er 4 van de 5W over. Dat merkt niemand aan de andere kant.

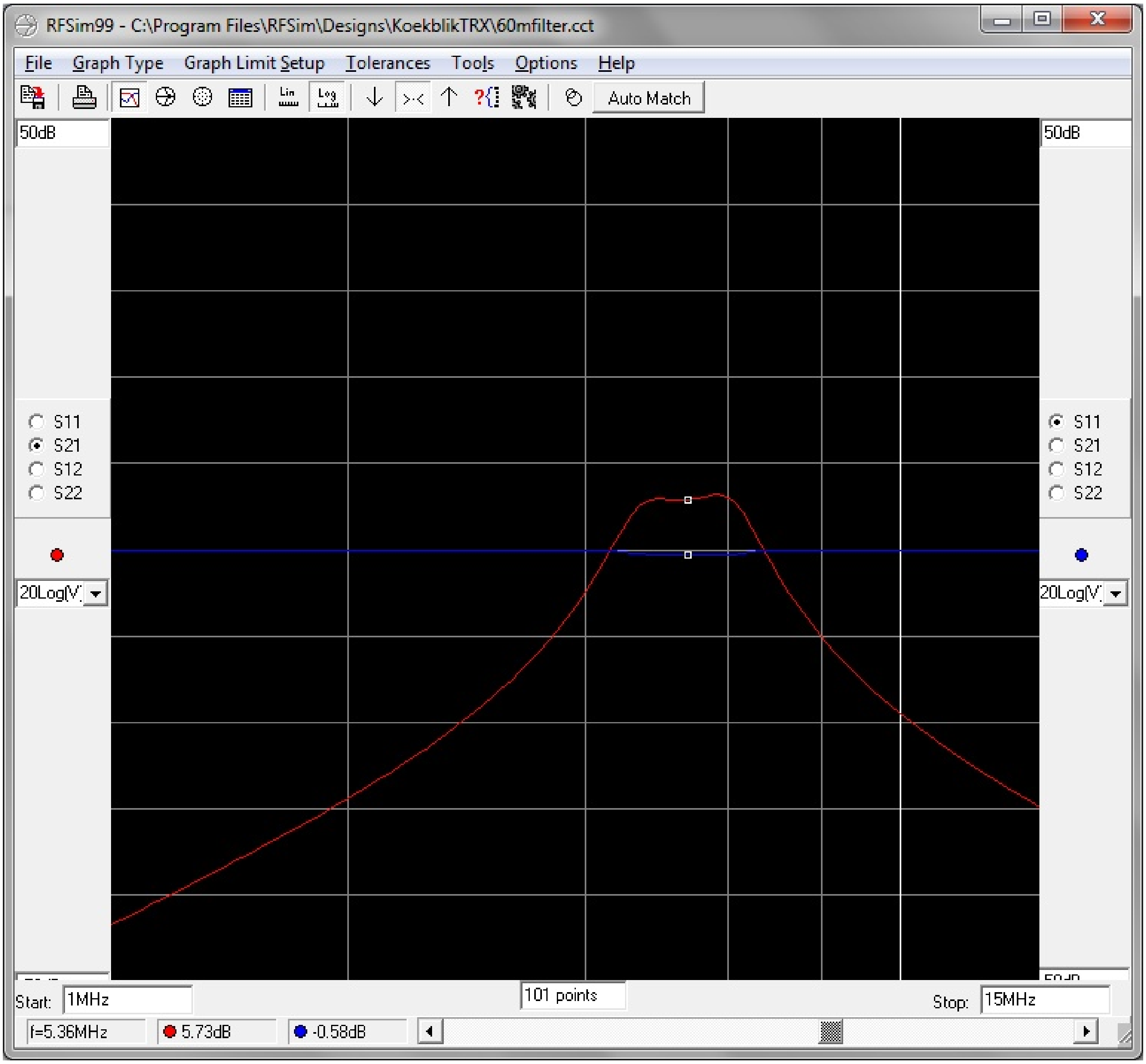
Was ik nog naar 1 ding nieuwsgierig. Zoals ik schreef, was het de bedoeling dat dit filter zowel voor zenden als voor ontvangen gebruikt ging worden. Bij zenden worden beide kanten van het filter afgesloten met 50 Ohm, maar bij ontvangen wordt de belasting gevormd door de 1500 Ohm ingangsimpedantie van de NE602. Blijft er dan nog wel wat over van de filter karakteristiek? Om het effect daarvan te bepalen, veranderde ik de uitgangsweerstand van het 60m filter in 1k5, zie onderstaand schema. Het resultaat is zichtbaar in de schermafdruk op de volgende pagina: het uitgangssignaal stijgt bijna 6dB! De vorm van het filter verandert nauwelijks en dat was waar het mij eigenlijk om ging. Dat valt helemaal niet tegen, en dat maakt dit filter heel geschikt voor de toepassing zoals ik die voor ogen had. Het berekenen van het aantal windingen voor de diverse zelfinductie kan je doen met de Ring Core Calculator. Probeer het maar eens!

lower part of the RF spectrum, but is certainly something to take into account. The -20dB point of the 20m filter is only at 21MHz, and the -30dB point at 25MHz. The suppression of the second harmonic is about 36dB and that is enough to comply with the regulations for unwanted signals (if the second harmonic is at least 4dB below carrier, that is).

I never found out why those Mesh filters did not work as expected. There was no need to find out, because the YU1LM filters did the job perfectly. I used T50-2 cores for all inductors. Some amateurs suggest that from 7MHz and up it is better to use T50-6 cores, but as you can see in the filter screenshots, the T50-2 cores work fine. At 0.6dB insertion loss, I have 4.35W of my 5W left. And even at 1dB loss, there is still 4 out of 5W left. Nobody at the other side will notice the difference.

That left 1 issue to my curiosity. As I wrote before, this filter is going to be used for both transmit and receive. When transmitting, both ends of the filter are terminated with 50 Ohms. But when receiving, termination of one end of the filter is done by the input of the NE602, which is 1500 Ohms. What happens to the filter characteristics in that case? To see the effect, I changed the ouput impedance of the 60m filter in RFSim99 to 1k5, see the schematic diagram below. The result can be seen on the next page: the output signal rises almost 6dB! The shape of the filter hardly changes and that was the most important thing to me. Not dissappointing at all, and that makes this filter perfectly suitable for the application I have in mind. You can calculate the number of turns on the cores yourself by using the Mini Ring Core Calculator (Google is your friend). Try these filters yourself!





Berekende filter response als 1 kant afgesloten wordt met 1500 Ohm. Bijna 6dB winst en geen rare veranderingen in de filter karakteristiek.

Calculated filter response when 1 side of the filter is terminated with 1500 Ohms. A gain of almost 6dB and no weird changes in the filter shape.

Ervaringen met de KVE60C antenne analyzer

Ron Wesselman PD0RCM

Ik was al een tijdje op zoek naar een goede en overzichtelijke antenne analyzer. En toen kwam een bevriende amateur, Bas PD7BDN, met de webwinkel http://www.porto4you.nl aan waar je voor een zeer leuk prijs (€269!) de KVE60C kan kopen. Maar Bas gaf aan, wacht even met kopen tot ik hem binnen heb zodat je eerst kan kijken of je het wat vind. Eenmaal binnengekomen bij Bas heb ik hem even kunnen lenen en ben er gelijk ermee aan de slag gegaan……….ik was er gelijk verliefd op HI. Dus ook ik gelijk de KVE60C besteld.



KVE60C antenne analyzer

Toen ook eenmaal mijn exemplaar binnen was ben ik hem uitgebreid gaan testen, en natuurlijk even op de pijnbank gelegd (elektronica ingenieurs willen alles weten HI), en het resultaat mag er wezen. Het leuke is dat je deze analyzer ook kunt gebruiken als meetzender en zelf heb ik er een deze toepassing voor bedacht. Zie de afbeeldingen hier rechts boven.



Opstelling als meetzender



Inductor

De KVE60C kan ook als zender worden gebruikt met een testsignaal van 100Hz.

Toen ik de analyzer eenmaal open had gemaakt zag ik dat het in werkelijkheid een MFJ-223 was, voorzien van een andere naam aan de buiten-kant. Ook van binnen ziet dit apparaat er keurig uit. Dus dit is zeker een koopje voor deze prijs! De MFJ-223 is nl. een stuk duurder.

Sommige exemplaren hebben een 3,5mm jack connector aan de zijkant, dit blijkt een laad-







aansluiting te zijn voor 5 volt. Normaal wordt deze analyzer opgeladen via de microUSB aansluiting aan de onderzijde. De lader en de kabel worden niet meegeleverd maar dat is voor de meeste geen probleem omdat bijna iedereen deze doorgaans wel in huis heeft.

Ook is mogelijk om hiermee coax kabels te controleren, door de meegeleverde dummyload op het eind van de kabel te plaatsen en zo kan controleren of de kabel (impedantie) goed is.
Ik heb er nog een paar dummyloads bij gemaakt in plugvorm.



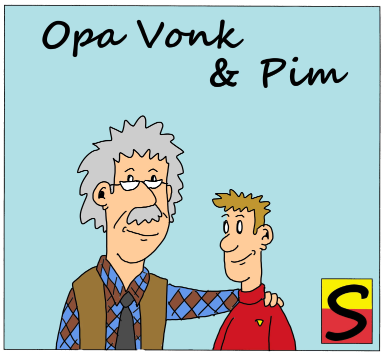
Dummyloads in plugvorm

De analyzer KVE60C is zeker aan te bevelen. Met dit apparaat zijn meerdere toepassingen te bedenken. Snel en overzichtelijk alles op één scherm en gemakkelijk te bedienen. Er zit een “live” functie op waar je de frequentie kan instellen en gelijk kan zien wat het effect als je een antenne aan het afstellen bent...... geweldig! Een goede vriend, John PD0JPK, heeft er ook gelijk maar één besteld bij Porto4you.nl en ook hij is er meer dan tevreden over. De verzending bij Porto4you is gratis en afhalen in Zevenhuizen is mogelijk op afspraak.
Een review van de MFJ-223 is HIER te vinden.

De belangrijkste specificaties (vertaald vanuit een allerbelabberdst Google-Engels):

1 Display: Sharp Transflective TFT, 1600 miljoen kleuren .(Zowel binnenshuis, buitenshuis en zelfs in zonlicht is het display uitstekend leesbaar. Op het vasteland en in Taiwan wordt deze technologie niet eens geleverd en zijn slechts 65k kleurenschermen beschikbaar)
2 VSWR 1.00 - 99.99 (Geen enkel ander apparaat heeft deze precisie)
3 Frequentiebereik :0.5-60MHz
4 Frequentiestabiliteit: <5PPM (Brug signaalbron stabiliteit is de basis voor een nauwkeurige en betrouwbare meting, waarbij gebruik gemaakt wordt van de LC oscillator architectuur van o.a. de MFJ-269, Comet CAA-500 en andere high-end apparatuur, die slechts in staat zijn een ruwe analyse van hun gegevens te doen)
5 Frequentiestap: Minimaal 100Hz / stap (Geen van de vergelijkbare apparaten kan deze resolutie bij metingen aan, maar dat is juist zo belangrijk bij smalband antenne metingen, zoals een kleine loop antenne)
6 Uitgangsniveau: 5dbm (Karakteristieke parameters gebaseerd op een test bij 14MHz, om aan overheidsregels van veel landen te voldoen)
7 Sweep breedte: 300k / 600k / 1.2M / 2.4M / 6M / 12M / 24M / 48M
8 Scan Stap: 1kHz / 2kHz / 4kHz / 8kHz / 20kHz / 40kHz / 80kHz / 160kHz
9 Reactantie meetbereik: 0.1-999.9 Ohm (Over 60C van de referentie weerstandsbrug: 0.1% 10ppm nauwkeurigheid en stabiliteit; referentie condensator: 1% nauwkeurigheid. Daarmee is het apparaat vergelijkbaar met de grote jongens op hun hoogste nauwkeurigheid)
10 Voeding: 3.7V 1800mAh lithium polymeer accu (standaard ingebouwd)
11 Lader voeding: standaard Micro USB connector (De uitgangsspanning moet wel 5.0-5.5V zijn, en de laadstroom moet> 500mA zijn) (Wordt niet bijgeleverd, omdat 99% van de wereld al een lader voor zijn telefoon heeft met zo'n aansluiting)
12 Laad indicator: Verborgen (Je ziet 'm niet als er niet geladen wordt), (Er zijn drie statussen: 1, aan het laden (rood) 2, laden is klaar (groen) 3, laadfout (knippert))

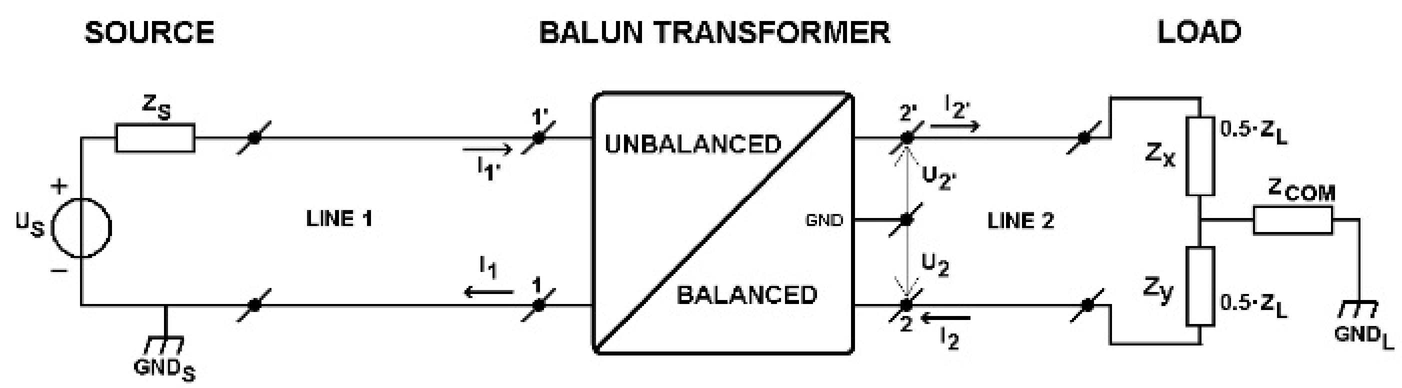
73 de Ron Wesselman PD0RCM



Pim stond met een grote ringkern in zijn handen die hij aan alle kanten aan het bestuderen was. "Waar kijk je naar?" informeerde Opa, die voor de gelegenheid zijn soldeerbout terugzette in zijn standaard. "Wat dit moet voorstellen", antwoordde Pim. "Het lijkt op een soort uitgangstransformator voor een eindtrap, maar iets zegt me dat het dat niet is". Opa knikte bevestigend. "Dat is het ook niet, het is een Balun." Pim fronste een wenkbrauw. "Een samentrekking van BALanced, UNbalanced", ging Opa verder. "Wordt in de antennetechniek gebruikt om van een gebalanceerde antenne naar een ongebalanceerde voedingskabel over te gaan. Worden magische krachten aan toegeschreven, maar hebben dat niet. Integendeel, bij verkeerd gebruik doen ze meer kwaad dan goed. Helaas weten maar weinig amateurs wanneer ze kwaad doen". Nu ging ook Pim's tweede wenkbrauw omhoog. "En om het nog makkelijker te maken, is er ook de UNUN", vervolgde Opa. "Daar is sprake van als een ongebalanceerde bron aan een belasting gekoppeld wordt die niet ongebalanceerd, maar ook niet gebalanceerd is. Dan spreek je van een "unun" (unbalanced to (partly) unbalanced), "common mode choke", "Line isolator" of "common mode suppressor". Met de UNUN kan je ook RF ground loops onderbreken. Het onderbreken van ground loops heeft tot gevolg dat de Common Mode stroom afneemt. Dit vermindert de kans op het binnendringen van ongewenste signalen van buitenaf".

Opa zag Pim's blik nu ook glazig worden, en dat was het teken dat hij teveel in één keer probeerde te vertellen. "Ik zal je het verschil tussen common mode en differential mode proberen uit te leggen", zei Opa. "Kijk naar het plaatje hieronder. Daar zie je een typische Balun opstelling. Aan de linkerkant kan je je voorstellen dat dat de zender is: die heeft meestal een ongebalanceerde aansluiting. Stel je dan voor dat aan de rechterkant een dipool antenne aangesloten is. Je spreekt van Common mode als beide poten van de dipool - hier voorgesteld als Zx en Zy - **dezelfde** spanning oppikken en dus op hetzelfde moment positief of negatief worden. U2 en U2' zijn dan gelijk, en het gevolg is dat er in de Balun transformator geen veld opgewekt wordt. Je spreekt van Differential mode als de poten van de dipool een **verschillende** spanning oppikken. Dan wordt er wél een veld opgewekt in de Balun transformer en dus energie overgedragen aan de set. Als de balun gebruikt wordt om een gebalanceerde lijn aan een niet gebalanceerde lijn te koppelen, dient I1 = I1’ en I2 = I2’ te gelden. Anders gezegd: de common mode stroom dient in beide voedingslijnen 0 A te zijn. Is dit niet het geval, dan zal ten gevolge van de ongelijkheid een magnetisch veld rond de kabel ontstaan. In geval van HF toepassingen zal dit eveneens gepaard gaan met een common mode spanning.

Voor iedere voedingskabel die niet moet stralen moeten de stromen door de geleiders van de kabel/lijn elkaar opheffen. De opgewekte magnetische velden heffen elkaar dan op. Alleen heel dicht bij de kabel/lijn kan een veld waargenomen worden. Bovenstaande gaat ook op voor coaxiale kabels. Als de stroom in de



binnengeleider niet gelijk en tegengesteld is aan de stroom in de afscherming, ontstaat een Elektro Magnetisch veld buiten de kabel, hoe goed die kabel ook is. Hoe zit het dan bij een gebalanceerde voedingslijn waarbij de stromen wel gelijk zijn, doch de spanningen niet exact tegengesteld aan elkaar zijn? Het is niet mogelijk om over afstanden die niet meer klein zijn t.o.v. de golflengte de stromen exact tegengesteld aan elkaar gelijk te houden en de spanning op de draden niet. Dit komt omdat de twee draden van de voedingslijn, altijd een capaciteit ten opzichte van de omgeving hebben. Als de spanning op beide draden niet exact tegengesteld aan elkaar is, is er een netto capacitief effect naar de omgeving. Dit levert een common mode stroom op welke straalt. Kortom in een gebalanceerde voedingslijn dienen zowel de common mode stroom als spanning nul te zijn als je niet wilt dat de lijn straalt.

Bij een coaxiale kabel is volledige onbalans in de spanning juist noodzakelijk. De binnengeleider van een coaxiale kabel heeft uitsluitend een capacitieve koppeling naar de mantel. De capacitieve stroom ten gevolge van het spanningsverschil tussen de mantel en binnengeleider, wordt netjes via de buitengeleider afgevoerd. De buitengeleider heeft echter wel capaciteit ten opzichte van zijn omgeving. Spanning op de buitenmantel heeft daardoor direct een capacitieve stroom naar de omgeving tot gevolg.

Omdat bij coaxiale kabels de Common Mode stroom de neiging heeft om aan de buitenkant van de afscherming te lopen, wordt Common Mode stroom bij coaxiale kabels "mantelstroom" genoemd.

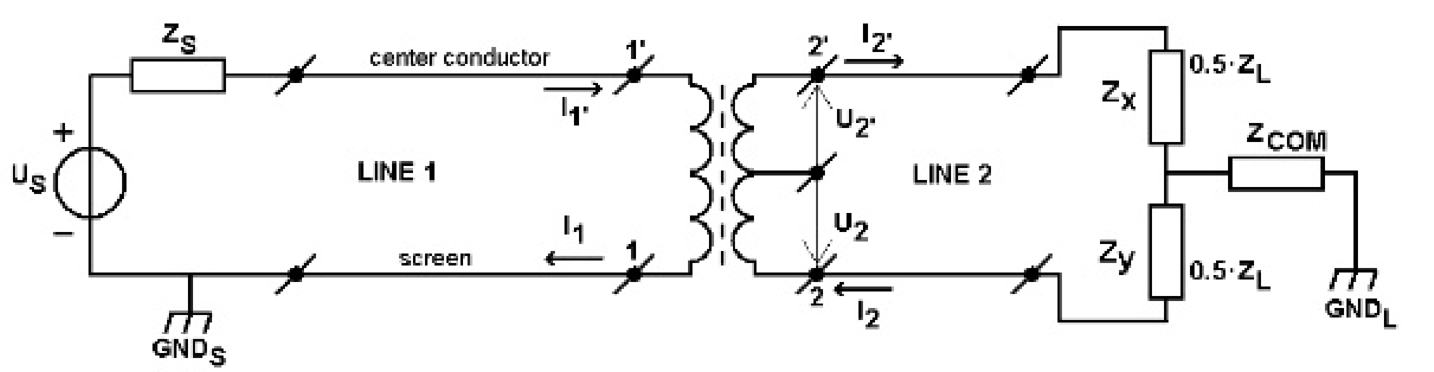
In onderstaande figuur is een praktische uitvoering weergegeven op basis van een transformator met middenaftakking. Het gedrag van de balun wordt sterk bepaald door wat men met de middenaftakking doet.

Er zijn grofweg twee typen baluns.

1. Een type dat de ingangsspanning omzet in twee spanningen welke ten opzichte van een zekere ground exact in tegenfase zijn. Ofwel U_2' = $-U_2$ (ook als Z_X en Z_Y niet aan elkaar gelijk zijn). Dit is de spanningsbalun.
2. Een type dat de stromen I_2 en I_2' aan elkaar gelijk houdt (ook als Z_X en Z_Y niet aan elkaar gelijk zijn). Dit is de stroombalun, of current balun. Daarnaast kan een balun een impedantie-transformatie uitvoeren.

Type 1 Balun.

De middenaftakking is aangesloten op klem 1 (de mantel van line 1). Als de transformator goed gewikkeld is en $Z_X = Z_Y$, geldt U_2'= $-U_2$ en dus ook: I_2' = I_2. Ofwel de netto stroom door line 2 is 0A. Dit betekent dat het stukje transmissielijn niet straalt (er is geen resulterend elektrisch of magnetisch veld). Als de som van de stroom door de aansluitingen 2 en 2' 0A is, is ook de som van de stroom door 1 en 1' = 0A (volgens de wet van Kirchhoff). Dit betekent dat er geen resulterend magnetisch veld wordt opgewekt. Omdat line 1 afgeschermd is, is er ook geen resulterend elektrisch veld ten gevolge van de binnengeleider van line 1. Zowel de ongebalanceerde als gebalanceerde lijn wekken praktisch gezien geen E en H velden op. (Elektrische en magnetische velden). Kijk maar eens naar het plaatje en laat het doordringen.



Laten we eens aannemen dat Z_{COM} relatief laag is en $Z_X < 0.5Z_L$. In dat geval zal nog steeds gelden U2' = -U2. Maar nu geldt: I2'> I2: er is een common mode stroom (die door Z_{COM} gaat). Het gevolg is dat een resulterend magnetisch veld opgewekt wordt: het stukje gebalanceerde lijn zal stralen. Doordat I2'en I2 nu niet meer gelijk zijn, moet door de middenaftakking een stroom gaan lopen (de verschilstroom). De middenaftakking zit vast aan klem 1, weet je nog?. De verschilstroom wordt nu onttrokken aan de kabelmantel van lijn 1. Daardoor zal I1' niet meer gelijk zijn aan I1. Door de ongebalanceerde transmissielijn gaat een common mode stroom lopen, dus is er een resulterend magnetisch veld. Deze lijn zal nu eveneens een H-veld opwekken (dus stralen).

Aangetoond kan worden dat de common mode stroom die in het stukje niet gebalanceerde Lijn 1 loopt, voor het overgrote deel door de afscherming loopt (bij transmissielijn met massieve afscherming aan de buitenkant van de afscherming). Als gevolg van deze stroom ("mantelstroom"), ontstaat door de zelfinductie van de kabelmantel eveneens een spanning over de mantel (ten opzichte van aarde). Ondanks dat de kabel afgeschermd is, ontstaat een E- en H-veld!

Onbalans in de gebalanceerde belasting, resulteert bij dit type baluns zowel in ongewenste uitstraling van de gebalanceerde als niet-gebalanceerde lijn. En als lijnen stralen, zijn zij ook gevoelig voor extern aangebrachte velden (reciprociteit, ofwel omkeerbaarheid). Onbalans in de belasting heeft tot gevolg dat de beste kabels hun goede eigenschappen verliezen. Het Common Mode probleem in de linkerlijn (kabel) is te verhelpen door de middenaftakking te verbinden met de ground van Z_{COM} (en niet met klem 1 van de balun). Op een printplaat is dit vaak mogelijk, maar bij antennes heb je vaak niet de beschikking over de ground van Z_{COM}.

Type 2 Balun

Type twee baluns zorgen dat $I_2' = I_2$. Ofwel de netto stroom (de common mode stroom) door de uitgangsklemmen van de balun = 0A. De middenaftakking wordt nu opengelaten (dus kan zweven t.o.v. ground). $U_2' = -U_1$, maar $U_2'_{-GND}$ <> U_{2-GND} zodra er onbalans in de belasting is. Als Z_X kleiner is dan Z_Y zal, omdat $I_2' = I_2$, de spanning over Z_X wat kleiner zijn dan de spanning over Z_Y. Ofwel er ontstaat een common mode spanning. Deze common mode spanning zal op enige afstand rechts van de balun leiden tot common mode stroom in lijn 2 (capacitieve stroom naar de omgeving). Het gevolg is dat de gebalanceerde lijn op enige afstand van de balun zal stralen. Lijn 1 zal niet stralen omdat als $I_2' = I_2$ ook geldt: $I_1' = I_1$. Omdat het hier een afgeschermde kabel betreft, zal dit voor de hele kabel gelden.

Conclusies

Baluns die balancering in de uitgangsspanning proberen te forceren (spanningsbaluns), zorgen ervoor dat in geval van onbalans in de belasting zowel de gebalanceerde als niet gebalanceerde line een resulterend E- en H-veld opwekken (dus stralen). Als je kunt beschikken over de ground van Z_{COM}, kan je ongewenst stralen van line 1 voorkomen.

Baluns die balancering in de uitgangsstroom proberen te forceren (stroombalun), zorgen in geval van onbalans, dat alleen line 2 zal stralen. In line 1 ontstaat geen common mode stroom en deze zal daardoor niet stralen. Alleen dicht bij de balun zal door lijn 2 geen H-veld opgewekt worden.

De stroombalun kan gebruikt worden om een ongebalanceerde bron aan een ongebalanceerde belasting te koppelen waarbij tussen de bron en belasting een common mode spanning aanwezig is. Door deze eigenschap worden stroombaluns ook "UNUN" genoemd (UNbalanced to UNbalanced).

In geval van antennetoepassingen hebben stroombalun's in de meeste gevallen de voorkeur. Als een belasting namelijk gebalanceerd is,

zal zowel spanning als stroom gebalanceerd zijn (geen Common Mode componenten). Bij andere belasting dan gepland zal een stroombalun in de regel voor minder common mode problemen zorgen dan een spanningsbalun.

Grootte van de common mode spanning.

Hoe hoger het impedantieniveau, hoe hoger de spanning over Z_{COM} kan zijn. 100W in 50 Ohm is 71 Vrms, maar 100W in 600 Ohm is 245 Vrms. Hoge impedanties resulteren in hoge spanning over Z_{COM}. Een goede balun maken voor een 600 ohm impedantie is dan ook een stuk lastiger dan voor 50 Ohm impedantie.

Een balun aan een halve golf dipool kan zeer weinig verlies geven. Dezelfde balun aan een hele golf dipool kan zich als dummyload gedragen omdat de spanning over de wikkeling dan in de orde van een factor 8 hoger is.

Zowel het eerste als het tweede plaatje suggereren dat de spanning over Z_{COM} nooit groter zal zijn dan $U_{2'-2}$ (ofwel de uitgangs-spanning). En dat is niet zo. Zowel Z_X, Z_Y als Z_{COM} kunnen reactieve componenten (spoel, condensator) bevatten waardoor opslingering kan ontstaan voor de common mode spanning (= spanning over Z_{COM}). De common mode spanning kan daardoor véél hoger zijn dan de differential mode spanning (=$U_{2'-2}$).

Dit is standaard het geval bij antennes die niet in het midden gevoed worden. Denk aan: Windom, FD3, FD4, ook Off-Center Fed dipole (OCF dipole) genoemd. Relatief hoge CM span-ning aan de antenne zijde van een balun kan ook ontstaan bij ogenschijnlijk gebalanceerde (symmetrische) antennes die scheef hangen of aan een zijde dicht tegen een obstakel zitten.

De spanning die over de balun staat (dus $U_{com-sec}$-$U_{com-prim}$), bepaalt hoe goed de balun moet zijn. Een balun in situatie A kan doordoor heel anders functioneren dan dezelfde balun in situatie B. Hoe lager de common mode stroom ter plaatse van de balun moet zijn, hoe beter de balun moet zijn.

Zowel type 1 als type 2 baluns kunnen gemaakt worden m.b.v. conventionele transformatortech-nieken. De laagste frequentie waarbij de werking nog naar behoren is, wordt bepaald door de zelfinductie van de wikkelingen (in de praktijk moet de impedantie ongeveer 4x de aangeslo-ten impedantie hebben, dus 200 Ohm bij een 50 Ohm zender). De hoogste werkfrequentie wordt bepaald door de mate van koppeling (beïnvloedt de spreidingszelfinductie), draadlengte, capaci-teit tussen de windingen en de capaciteit tussen de primaire en secundaire wikkeling. De dissipatieve demping (dus niet de demping door misaanpassing) wordt veroorzaakt door: capacitieve verliezen in het isolatiemateriaal van het wikkeldraad, capacitieve verliezen in het kernmateriaal, magnetische kernverliezen, verliezen door de draadweerstand (skin effect).

Baluns en antennes

Veel baluns worden gebruikt in breedband transistor eindtrappen voor zenders en in antennes. Bij het gebruik van Baluns in antennes wil nog wel eens het een en ander misgaan. Een aantal zaken passeren de revue:

Een antenne, vooral de relatief smalbandige antennes, wekken een redelijk sterk nabij veld op. Denk bijvoorbeeld aan een halve golf dipool of een resonante “inverted V”. Het door de antenne opgewekte E- en H-veld induceert uitsluitend geen common mode stroom in de kabel, indien de kabel in het symmetrievlak van de antenne ligt. De kabel dient in geval van een halve golf of kortere dipool, de antenne haaks te verlaten over een afstand van tenminste de halve antennelengte, of een kwartgolf. Zo niet, dan is iedere inspanning om een goede balun te maken zonde omdat de antenne rechtstreeks op de kabel instraalt. Helaas is de ideale situatie niet altijd mogelijk en blijkt de antenne rechtstreeks te stralen op de kabel.

Indien het E- en H-veld van de antenne sterke Common Mode stroom in de kabel introduceert, genereert Common Mode stroom vanuit de shack een E- en H-veld rond de antenne (de kabel straalt). De antenne pikt dit op en zo komt het bij de ontvanger. De nadelige invloed van Common Mode stroom en spanning op de kabel is te verminderen door nog één of meerdere "common mode chokes" (mantelstroomfilters, unun's) te plaatsen op een afstand in de orde van 0.25λ van de antenne.

In veel gevallen bevindt een antenne zich niet vrij van obstakels. Één einde bevindt zich bijvoorbeeld dichter bij een obstakel dan het andere einde. Daarnaast zijn er diverse antennesystemen welke asymmetrisch gevoed worden (Windom, FD4, etc). Bij deze antennes is de common mode spanning aanzienlijk hoger dan de spanning tussen de twee voedingspunten. Hoe meer asymmetrisch (ongebalanceerd) een antenne wordt, hoe hoger de common mode spanning wordt, zelfs al verlaat de kabel/voedingslijn de antenne onder meest gunstige omstandigheden.

Een FD4 levert bij 100W input vermogen in orde van 400V_p common mode spanning op. Hierdoor verandert de ontwerpprocedure in principe niet, maar de spanning over de balun is aanzienlijk hoger dan 0.5*V_{pk}. Het maken van een ferrietbalun die in zo'n situatie nog goed werkt, is best lastig. Je zult veel ferriet nodig hebben dat ook nog bij de antenne moet zitten als je wilt dat je kabel niet meestraalt. De current balun zal een Common Mode impedantie moeten hebben van kOhms. Als je twisted pair gebruikt, is wellicht een extra sleeve nodig zodat je draad niet tegen de kern zit (capaciteit, doorslag).

In het algemeen: Spanningsbaluns zullen tot hogere common mode stroom in de kabel/voedingslijn leiden, dit is meestal niet gewenst. Stroombaluns hebben de voorkeur.

Gevolgen van misaanpassing

Met een Transmission Line Transformer kan je alleen maar zeer breedbandige baluns te maken met impedantieverhoudingen van 1:1, 1:4, 1:9, etc. Dit betekent dat je soms enige misaanpassing moet accepteren. Dit is vaak geen probleem. De antenne zal zelf ook niet over het hele frequentiegebied gelijke impedantie hebben. Hierdoor is in de regel aanpassing noodzakelijk bij de zender. Is breedbandigheid niet zo van belang, maar perfecte aanpassing wel? Wikkel dan een conventionele transformator, of modificeer je antenne-installatie. Als je bij het ontwerp van een conventionele transformator zorgt dat bij de laagste frequentie geldt: Z_{CORE} >3*lijnimpedantie, dan gaat dit heel goed. Maak Z_{CORE} niet zo groot mogelijk; dit komt het gedrag voor hoge frequenties en de eigencapaciteit niet ten goede.

Misaanpassing heeft altijd tot gevolg dat of een hogere stroom, of hogere spanning noodzakelijk is om een zeker vermogen over te dragen. Antennes die aanmerkelijk korter dan een halve golflengte worden, hebben een hoge (capacitieve) ingangsimpedantie (honderden Ohms is geen uitzondering). Dit heeft tot gevolg dat na aanpassing bij de zender, een veel hogere spanning over de dipoolantenne komt te staan (waarvan de helft “over” de kern valt). Hou bij het dimensioneren van je balun rekening met eventueel hogere antennespanning t.g.v. misaanpassing. Het voorkomt dat je kabels smelten door oververhitting van je ferrietkernen. Het kan ook gebeuren dat je versteld staat van de goede VSWR, maar al het vermogen wordt verstookt in je kernmateriaal...

Laat me eens een voorbeeld geven met een paar getallen, zodat het wat duidelijker wordt. V_{pk} en I_{pk} zijn de maximaal optredende waarden bij de gegeven VSWR.

$$\frac{Vpk}{Vpk_{VSWR=1}} = \sqrt{VSWR} = \frac{Ipk}{Ipk_{VSWR=1}}$$

100W in 50 Ohm komt overeen met $Vpk_{vswr=1}$ = 100Vp.

Stel je hebt een dipool (met balun boven of onder in de mast) en die heeft een VSWR=3 op zijn ingang. Vervolgens ga je met een 50 Ohm kabel de shack in. De VSWR=3 ga je aanpassen met je tuner beneden in de shack tot VSWR=1. De balun kan nu in het ongunstigste geval een spanning ervaren van 100*√3 = 173Vpk. De warmte-ontwikkeling in de balun zal nu met een factor 3 toenemen.

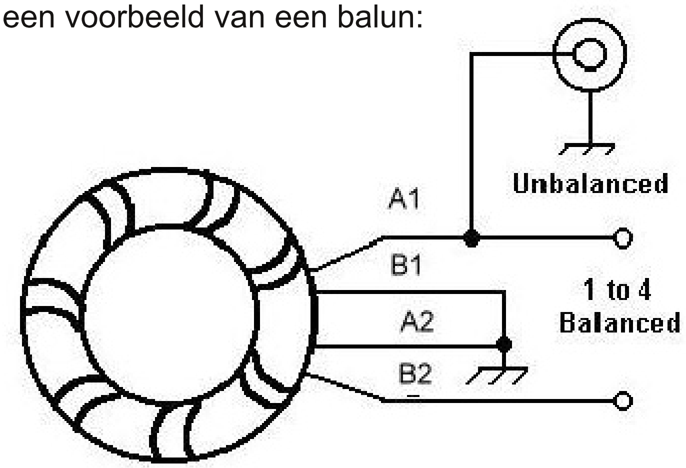
Ter info: deze 173Vp komt overeen met 300W in 50 ohm. In het gunstigste geval ervaart de balun een spanning van 100/√3, maar dan is de stroom door de balun wel √3 hoger.

Ook als je een balun koopt, dien je naar de VSWR te kijken die je thuis verwacht aan te treffen. Dus als je een 100W transceiver hebt, en je wil met een tuner een VSWR=10 op de ingang van je balun aanpassen, dan heb je een balun van 1kW nodig.

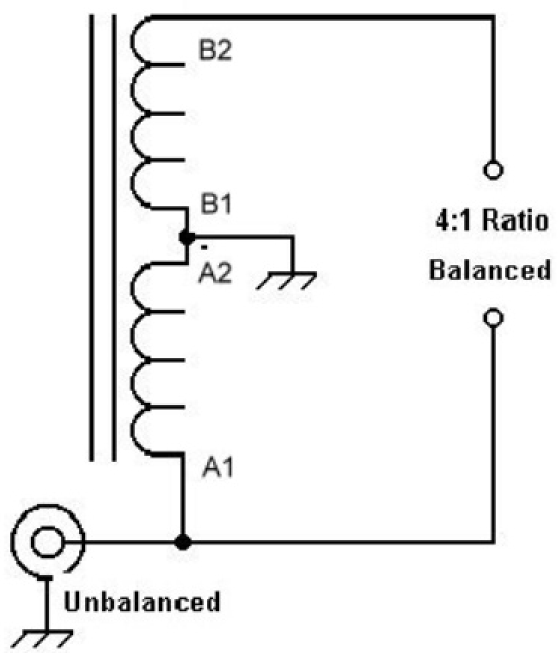
Een optie is om een symmetrische tuner te bouwen/kopen en dan van 50 Ohm symmetrisch naar 50 Ohm coaxiaal te gaan waarbij de balun altijd VSWR=1 ervaart. Hierbij is het van belang dat de antenne installatie volledig gebalanceerd (symmetrisch is), aangezien common mode spanning gewoon over de tuner heen loopt, ook als je van impedantie wijzigt! Ga dat voor jezelf maar eens na.

Bij HF (dus zeg maar > 2 MHz), is kernverzadiging nooit een beperkende factor. De beperkende factor is te veel vermogen stoken in een kleine kern die daardoor te heet wordt. In elke kern treden namelijk verliezen op, en die manifesteren zich als warmte. Met HF toepassing kom je met je fluxdichtheid zelden boven de 30 mT. Doe je dat wel, dan heb je meestal te veel warmteverlies. De verzadigingsfluxdichtheid van de door ons gebruikte materialen ligt boven 300 mT. Als je het voor elkaar krijgt om in bijv 43 materiaal 300 mT te genereren op bijv 10 MHz, dan wordt de kern zo heet, dat je boven het Curiepunt komt. Bij het Curiepunt verliest de kern zijn magnetische eigenschappen en die komen ook niet meer terug. Loopt de temperatuur erg hoog op, dan kan de kern zelfs uit elkaar spatten. Gebruik de Mini Ring Core Calculator (staat in de Download sectie van de website, of google er eens op) om te kijken of je kern niet teveel verlies heeft.

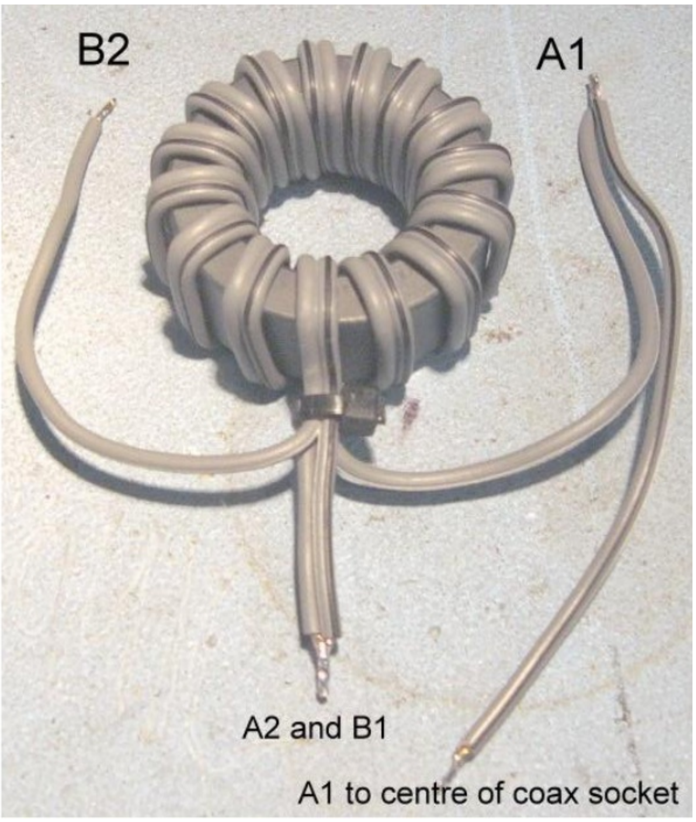
Ook bij common mode chokes, die overigens vaak als balun gebruikt worden, is kernverzadiging niet aan de orde. Daar zit dus niet je probleem. Dan voor de praktijkmensen een voorbeeld van een balun:

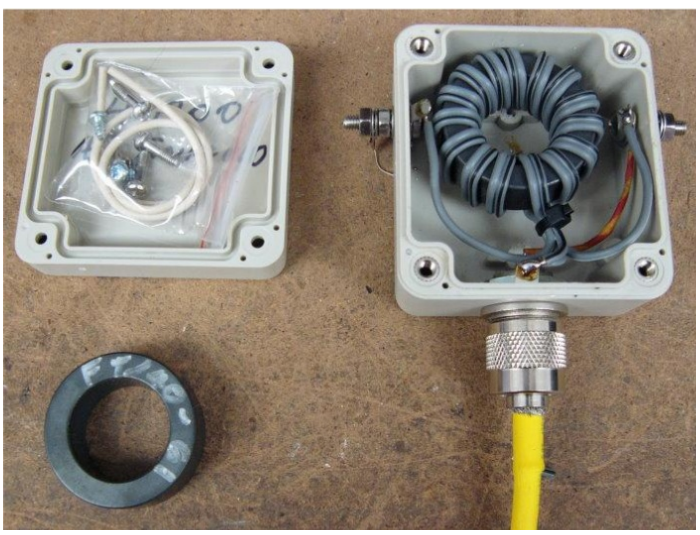


A1 en B1 geven het begin van de winding aan. Wat je ook wel ziet, is een stip die het begin van een winding aangeeft.

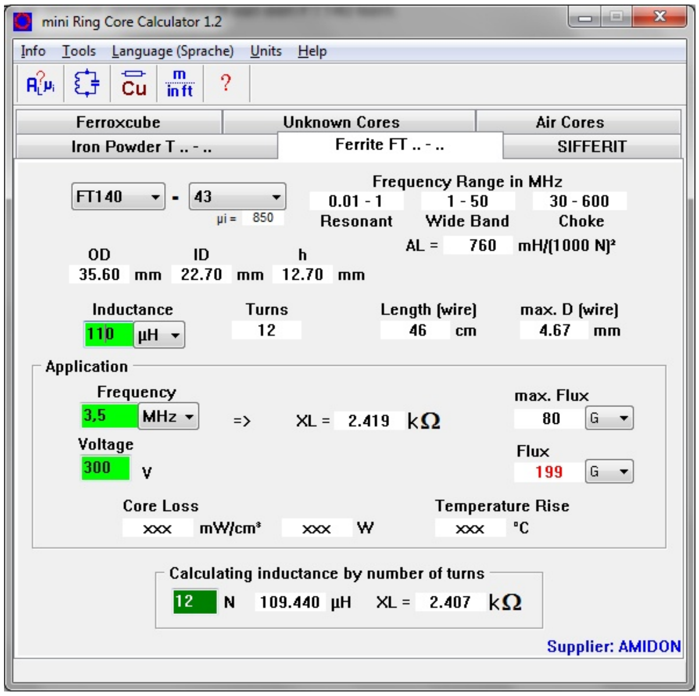


Deze Balun gebruikt twee wikkelingen van elk 12 tot 14 en is gemaakt met tweelingsnoer. Het schema is waarschijnlijk nog duidelijker dan te tekening. De wikkelingen worden strak om de kern gelegd en mogen niet over elkaar heen gewikkeld worden. B2 en A2 komen aan de bovenkant van de kern, en A1 en B1 komen aan de onderkant van de kern. Er wordt een kort stukje draad gebruikt om A1 met de binnenader van de coax te verbinden.





Hier zie je dat er gebruik gemaakt wordt van een FT140 kern. Dat lijkt toch een vrij forse kern, maar laten we eens kijken wat er gebeurt bij een beetje misaanpassing. Daarvoor gebruiken we de al eerder aangehaalde Mini Ring Core Calculator en we selecteren de FT140. Onderin vul je 12 windingen in en je ziet dat je dan op ongeveer 110uH uitkomt.



Nemen we nu als frequentie 3,5MHz, de 80m band. Dan zie je dat het programma aangeeft dat de reactantie van de spoel dan 2419 Ohm is, en dat de maximale flux 80 Gauss mag zijn. Is de VSWR netjes 1:1, dan hebben we 100Vp zoals eerder berekend:

$$P = \frac{U^2}{R} \Rightarrow U^2 = P * R = 100 * 50$$

$$U = \sqrt{100 * 50} = \sqrt{5000} = 70,7V_{eff}$$

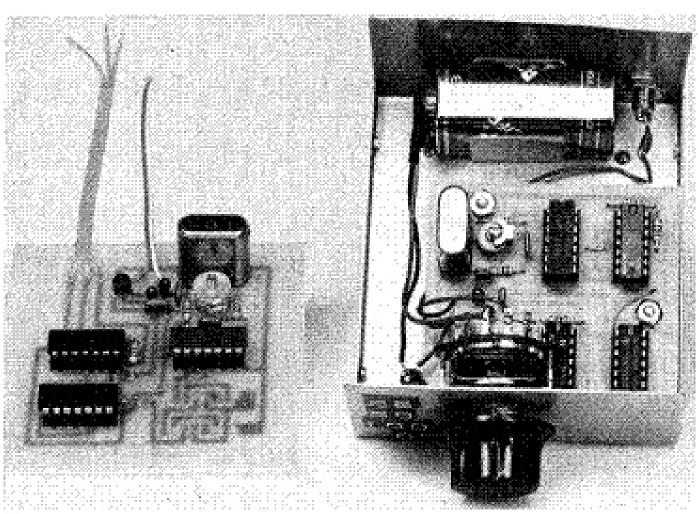
$$U_p = U_{eff} * \sqrt{2} = 70,7 * 1,41 = 100$$

Bij 100Vp gaat het precies goed: daar is de flux 66. Maar als de VSWR 1:3 is, dan staat er dus 300V over de kern. De flux is dan 199, de kern wordt heet en je verliest veel vermogen of de kern spat gewoon uit elkaar. Zomaar een willekeurig stuk draad aan een balun knopen en hopen dat de tuner de ergste problemen voor je oplost kan dus wel eens op een teleurstelling uitlopen. Overigens: hoe hoger de frequentie, hoe gunstiger het plaatje wordt. Bij 18MHz wordt het break-even punt bereikt: de flux mag bij 18MHz 39G zijn en is dat ook bij een VSWR van 1:3. Daarboven zit je aan de veilige kant. Realiseer je dus goed wat je doet, experimenteer en meet! Pas dan weet je of wat

je bedacht hebt, ook gaat werken. Anders ben je alleen de atmosfeer maar aan het verwarmen", besloot Opa zijn verhaal. Pim keek hem met bewondering aan. "Heeft U dat allemaal zelf bedacht?" vroeg hij. "Nou, niet helemaal", bekende Opa. "Dit keer heb ik hulp gehad van Wim Telkamp, PA3DJS, die al eens iets geschreven heeft over het gebruik van ferrietkernen in breedband baluns. Hij weet daar veel meer van dan Opa, en zo steek ik ook nog eens wat op", zei hij. "Nou, ik in elk geval ook. Het is voor mij aanleiding om eens naar mijn Inverted-V te kijken, want die heb ik nu gewoon met een verloopje aan mijn coax geknoopt", zei Pim, die aan Opa's veranderende uitdrukking zag dat dat niet helemaal de goede manier was. "Ga jij dat maar eens goed meten en proberen. Met wat je nu weet, kom je vast wel met een goede oplossing", zei Opa, en weg was Pim, op naar een nieuw experiment.

Marker generator

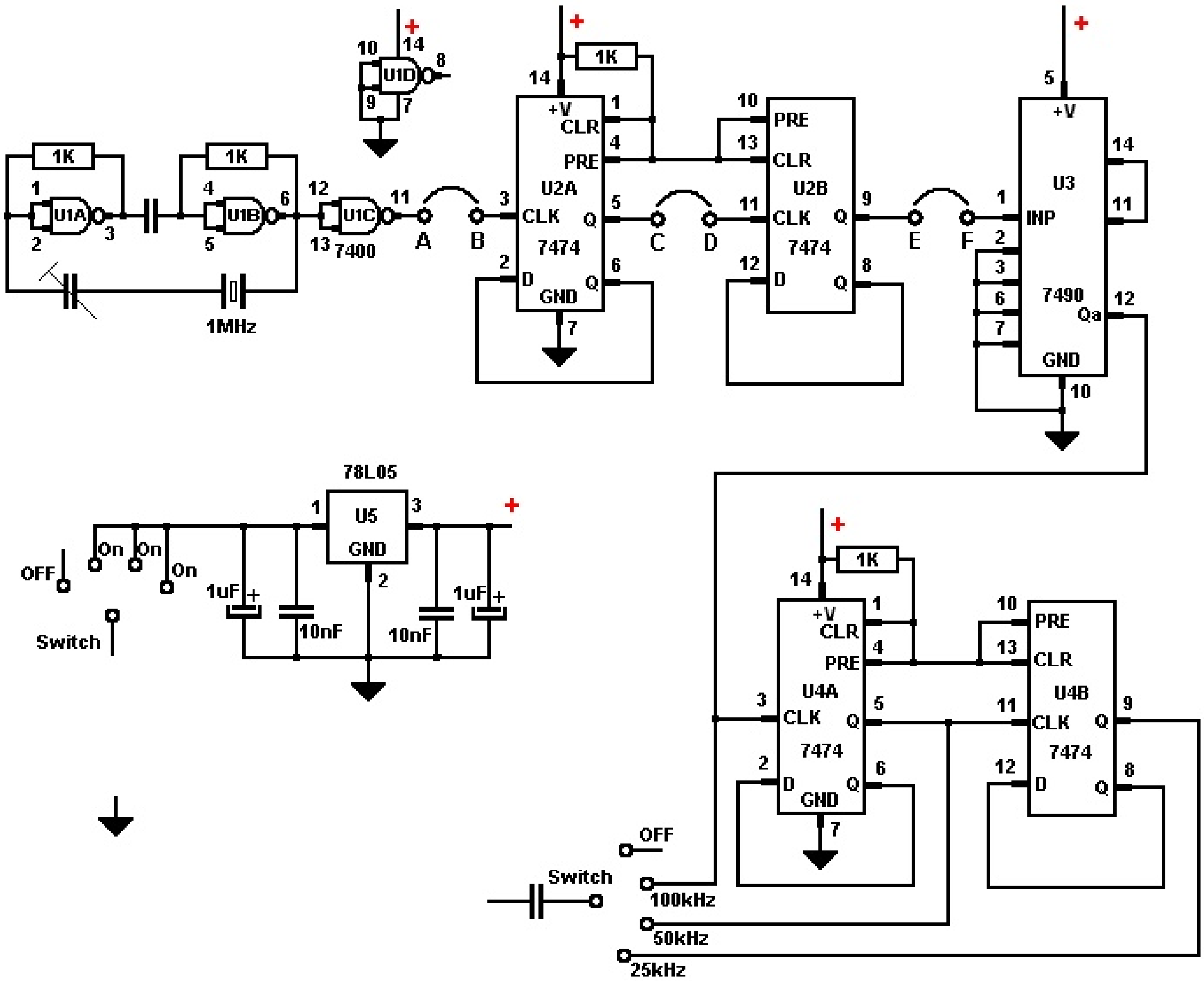
Je kunt het je met al die digitale apparatuur van tegenwoordig niet meer voorstellen, maar in het analoge tijdperk werd de frequentie gewoon afgelezen op een (soms handgetekend) schaaltje, en neem van mij aan dat dat niet op 10Hz nauwkeurig was. Amateurs die nog over dat soort apparatuur beschikken (bijvoorbeeld "groen" spul) weten dat als geen ander. En als je dan enige referentie wil hebben van waar je zit, dan werd er nog wel eens gebruik gemaakt van een "Marker Generator". Zo'n generator bestond uit een kristaloscillator en een deler, en daarvan werd de uitgang toegevoerd aan de desbetreffende set. Die uitgang was dan b.v. 1MHz, of 100kHz of nog lager, en bevatte zoveel harmonischen dat die tot in de 2m band te horen waren. Daarmee had je dan in elk geval een beetje houvast over de nauwkeurigheid van je schaalverdeling. Voor al die amateurs die nog over dat soort apparatuur beschikken, is hier weer eens een ontwerp van zo'n markergenerator, waarvan je linksonder een foto ziet. Het schema vind je op de volgende bladzijde.



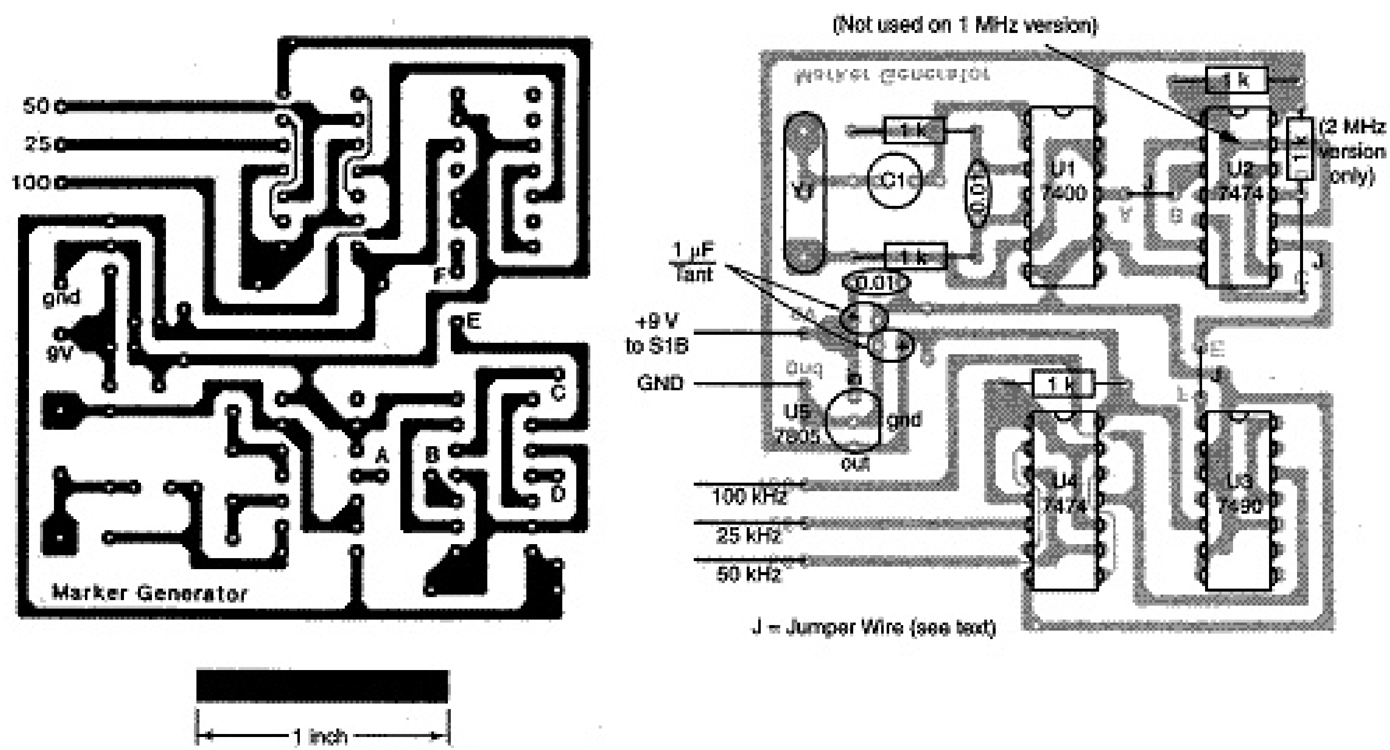
Werking

In het ontwerp is rekening gehouden met de beschikbare kristallen uit de junkbox: er kunnen kristallen van 1, 2 of 4MHz gebruikt worden. In serie met het kristal is een trimmer opgenomen waarmee de oscillator gekalibreerd kan worden, wat meteen de nauwkeurigheid van het apparaat bepaalt. De oscillator is opgebouwd met twee poorten van een 7400 IC, en een derde poort dient als buffer. Van de vierde, niet gebruikte poort, worden de ingangen aan massa gelegd. Dat is een goed gebruik bij digitale schakelingen, omdat zwevende ingangen - vooral bij CMOS IC's - voor een aanzienlijk stroomverbruik kunnen zorgen als ze rond de halve voedingsspanning gaan zweven.

Na de buffer volgen optioneel twee tweedelers van het type 7474 (D-flipflops). Of je die gebruikt hangt af van het kristal dat je hebt. Heb je een 1MHz kristal, dan kan je de tweedelers overslaan en wordt A rechtstreeks met F verbonden. Het IC U2 hoeft dan niet eens gebruikt te worden. Heb je een 2MHz kristal, dan verbind je A met B, C met F en D met de +5V om weer te voorkomen dat deze zweeft. En heb je een 4MHz kristal, dan heb je beide delers nodig en gaat A naar B, C naar D en E naar F.



Schema van de Marker Generator



Print- en componentenlayout van de generator.

	Type	Number	Value	Remarks
1	IC	7400		
2	IC	7474		
1	IC	7490		
1	IC	78L05		
1	Switch		2 x 4	
1	Xtal		1, 2 or 4 MHz	
1	Trimmer Cap.		5 - 60 pF	
5	Resistor		1 kOHm	
3	Capacitors		10 nF	Ceramic Disk Type
2	Capacitor		1 uF	Tantalum
1	Capacitor		20 pF	Ceramic Disk
1	Battery		9 Volt	

Het aldus verkregen 1MHz signaal wordt toegevoerd aan een 7490, een 10-teller. Het resultaat is een 100kHz signaal, dat wederom toegevoerd wordt aan twee 7474 D-flipflops, die het signaal delen naar respectievelijk 50kHz en 25kHz. Het geheel wordt bediend door een 4-standenschakelaar en aangezien dat soort schakelaars tegenwoordig vrijwel altijd van 12 posities uitgaan (1x12, 2x6, 3x4 enz) zal dit een 4-standenschakelaar met 3 moedercontacten worden. De schakelaar bedient zowel de voeding als de keuze voor het uitgangssignaal. De +5V wordt gemaakt met behulp van een standaard 78L05 stabilisator. Het testexemplaar werd gevoed met een 9V batterij, maar uiteraard kan je ook de shack voeding gebruiken. Zolang de 78L05 het qua spanning en dissipatie maar aankan. Voor de benodigde onderdelen zie het lijstje hierboven Kies een passend kastje en je hebt een fraai instrument om je oude apparatuur tot op 25kHz nauwkeurig te kalibreren of in de buurt van je gewenste frequentie te brengen.



Afdelingsnieuws

De zomerstop woedt in volle hevigheid. Er zijn geen bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer in juli en augustus. Een aantal van ons zijn al op vakantie, sommigen zijn al weer terug maar er gaan er ook nog weg. As we speak hebben we 's-avonds om een uur of 9 weer ons informele vakantierondje ergens rond de 7190 +/- QRM. De condities zijn echter sterk wisselend. De ene avond is het of we allemaal via een repeater zitten te werken, en de andere avond is het weer veel slechter en hoort Frankrijk wel alle Nederlandse stations maar de Nederlanders elkaar niet (Hazerswoude Leidschendam gaat dan ineens niet meer, te ver voor de grondgolf en te dichtbij voor de reflectie) en er zijn ook avonden dat zelfs Frankrijk in de ruis verzuipt. Het blijft dus een beetje aftasten. Informatie over de toestand van de ionosfeer vind je op de Digisonde sites: die van België op deze link: http://digisonde.oma.be/latestFrames.htm. Dit soort grafieken laat zien waar de reflectielagen zitten, wat de MUF is en dus op welke band je moet zitten om een bepaalde afstand te kunnen overbruggen. Daarop zien we dan met één oogopslag waar het probleem zit als we elkaar niet kunnen bereiken. Het afnemen van de zonnevlekken is goed merkbaar op ons vakantienetje. Waar het in voorgaande jaren eigenlijk elke avond wel moeiteloos ging, moeten we nu regelmatig echt met het oor in de speakers duiken om het tegenstation te horen, of dat nou in Nederland of in het buitenland zit. Het maakt het wel spannend: gaat het vanavond lukken of niet? Het hoort er allemaal bij. Voor degenen die nog weg moeten: een prettige vakantie, en we spreken elkaar weer op de eerste woensdag in September, of tijdens de RAZ BBQ die traditiegetrouw begin september plaatsvindt. Tot dan!